

**UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAÎTRISE  
EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR  
HAMID MAÇBAHI**

**CORRECTION DE FACTEUR DE PUISSANCE  
DANS UN CONVERTISSEUR À RÉSONANCE  
PAR UNE MÉTHODE ACTIVE**

**Juillet 1996**

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

# RÉSUMÉ

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la réalisation d'une alimentation monophasée avec facteur de puissance proche de l'unité. La particularité de cette alimentation proposée est la prise en compte des pertes dans les interrupteurs dûes aux commutations.

De nombreuses études traitent la correction du facteur de puissance en fonctionnement normal. Nous présentons une étude analytique des filtres passifs en deux étapes. La première étape s'applique à la caractérisation des émissions de courants harmoniques, selon une procédure standard. La deuxième étape consiste à concevoir des filtres accordés permettant de réduire l'amplitude de ces courants harmoniques en deçà des limites acceptables.

Une étude d'un convertisseur Sepic quasi-résonnant à commutation à courant nul par la méthode du plan de phase est détaillée. Cette étude permet d'analyser les caractéristiques de sortie de ce convertisseur et d'apprécier l'influence relative de la charge et de la tension d'entrée sur le fonctionnement.

En employant la méthode d'injection du courant, étendue aux modes résonnants, nous proposons un modèle en petits signaux de ce convertisseur. Un correcteur basé sur ce modèle à petits signaux améliore les performances du convertisseur, mais le comportement dynamique de l'unité de conversion n'est pas satisfaisant en présence de fortes perturbations. Des résultats expérimentaux valident l'approche de commande développée dans ce travail.

## REMERCIEMENTS

Désirant vivement remercier Monsieur le Professeur Ahmed Chériti à l'U.Q.T.R d'avoir dirigé ce mémoire, je tiens avant toute autre chose à lui exprimer toute la gratitude qui lui revient.

Je tiens aussi à remercier Monsieur le Professeur Pierre Sicard à l'U.Q.T.R pour ces suggestions et l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail.

Je remercie aussi les membres du corps professoral du département de génie électrique de l'U.Q.T.R. Qu'ils soient assurés de mon respect et de mon appréciation.

Mes remerciements s'adressent également à tous mes amis et mes collègues du groupe de recherche en électronique industrielle pour leur disponibilité et leur collaboration.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont, de près ou de loin, apporté leur concours, leur soutien, et au delà leur amitié durant ces trois années; qu'elles soient assurées de ma profonde reconnaissance.

Il m'est également très agréable de remercier mes collègues du groupe de recherche en électronique de puissance à l'école de technologie supérieure pour leur collaboration efficace.

Enfin, qu'il me soit permis d'exprimer ma profonde reconnaissance à toute ma famille et particulièrement à mes parents pour leur compréhension et leur patience dont ils ont fait montre durant ces trois années. Je leur suis infiniment reconnaissant pour leur précieuse aide financière et morale.

# TABLE DES MATIÈRES

	pages
Résumé.....	i
Remerciements.....	ii
Table des matières.....	iii
Liste des figures.....	vii
Liste des tableaux.....	xi
Liste des symboles et abréviations.....	xii
Introduction générale.....	1

## Chapitre 1

### Problème du courant d'entrée et méthode classique de correction

1.1 Introduction.....	4
1.2 Définitions et conventions.....	4
1.3 Effet du condensateur d'entrée.....	7
1.4 Facteur de puissance.....	10
1.5 Distorsion totale d'harmonique.....	11
1.6 Effets des harmoniques.....	11
1.7 Méthode de correction passive.....	12
1.7.1 Filtre classique.....	13
1.7.1.1 Mode de conduction continue.....	13
1.7.1.2 Mode de conduction discontinue.....	14
1.7.1.3 Simulation.....	18
1.7.2 Filtre résonnant parallèle.....	20
1.7.2.1 Taille du filtre résonnant parallèle.....	21
1.7.2.2 Simulation.....	23
1.8 Conclusion.....	26

Chapitre 2  
Méthode de correction active

2.1	Introduction.....	27
2.2	Étude comparative de structures cc-cc utilisée comme prérégulateur.....	28
2.2.1	Convertisseur survolteur (Boost).....	28
2.2.1.1	Principe de fonctionnement.....	28
2.2.1.2	Fonctionnement en conduction discontinue.....	30
2.2.2	Convertisseur dévolteur (Buck).....	31
2.2.2.1	Principe de fonctionnement.....	31
2.2.2.2	Fonctionnement en conduction discontinue.....	33
2.2.3	Convertisseur dévolteur-survolteur (Buck-Boost).....	34
2.2.3.1	Principe de fonctionnement.....	35
2.2.3.2	Fonctionnement en conduction discontinue.....	37
2.2.4	Convertisseur Cuk.....	38
2.2.4.1	Principe de fonctionnement.....	39
2.2.4.2	Fonctionnement en conduction discontinue.....	40
2.2.5	Convertisseur Sepic.....	42
2.2.5.1	Principe de fonctionnement.....	42
2.2.5.2	Fonctionnement en conduction discontinue.....	43
2.3	Étude de différentes méthodes de contrôle.....	45
2.3.1	Commande à hystérésis.....	46
2.3.2	Commande à temps d'ouverture constant.....	48
2.3.3	Commande à fréquence fixe à fermeture au signal d'horloge.....	48
2.3.4	Commande à temps de fermeture constant.....	49
2.3.5	Commande à fréquence fixe à ouverture au signal d'horloge.....	50
2.3.6	Avantages et inconvénients.....	50
2.4	Exemple du convertisseur survolteur.....	51

2.4.1	Fonctionnement et définition de la loi de commande.....	52
2.4.2	Calcul du condensateur de sortie $C_s$ .....	54
2.4.3	Simulation.....	55
2.5	Conclusion.....	57

### Chapitre 3

#### Étude et conception d'un convertisseur Sepic à résonance

3.1	Introduction.....	59
3.2	Utilisation du convertisseur Sepic à MLI comme prérégulateur du facteur de puissance.....	60
3.3	Modes de conduction du convertisseur Sepic opérant comme prérégulateur de facteur de puissance.....	62
3.4	Utilisation du convertisseur Sepic quasi-résonnant à interrupteur à courant nul comme prérégulateur du facteur de puissance.....	67
3.4.1	Analyse du CQR-ICN dans le plan de phase.....	68
3.4.1.1	Principe d'opération.....	68
a)	Cas d'interrupteur demi-onde.....	69
b)	Cas d'interrupteur plein-onde.....	71
3.4.1.2	Formes d'ondes et plan de phase.....	73
3.4.1.3	Contraintes sur les composants.....	74
3.4.2	Caractéristiques de sortie.....	74
3.4.3	Variation de la fréquence de commutation.....	75
3.4.4	Influence de la charge sur la fréquence de commutation.....	76
3.4.5	Cas d'utilisation d'un transformateur d'isolement.....	78
3.5	Résultats de simulation du CQR-ICN Sepic.....	81
3.6	Conclusion.....	84

## Chapitre 4

### Modélisation et conception du convertisseur à résonance

4.1 Introduction.....	85
4.2 Modèle à petit signal du CQR-ICN Sepic.....	86
4.2.1 Modélisation du convertisseur Sepic classique.....	86
4.2.2 Application de la méthode d'injection du courant pour CQR-ICN Sepic.....	88
4.3 Conception du circuit de commande.....	89
4.3.1 Critères de stabilité.....	90
4.3.2 Application des critères sur notre système.....	90
4.3.3 Réalisation du compensateur.....	92
4.4 Conclusion.....	98

## Chapitre 5

### Réalisation pratique du Convertisseur Quasi-Résonnant Sepic

5.1 Objectif.....	99
5.2 Cahier des charges.....	99
5.3 Circuit de commande.....	99
5.4 Circuit de puissance.....	101
5.4.1 Détecteur du courant.....	102
5.5 Résultats expérimentaux.....	103
5.6 Analyse des résultats et conclusion.....	108
Conclusion générale.....	109
Références.....	111
Annexe A Limite de mode conduction du convertisseur Sepic à MLI.....	114
Annexe B Convertisseurs à résonance.....	118
Annexe C Conception du circuit résonnant Sepic.....	124



# LISTE DES FIGURES

	Pages
Figure 1.1: Système de conversion ca-cc.....	5
Figure 1.2: a) Système de conversion ca-cc avec pont de diode b) Formes d'ondes du courant et de la tension du réseau c) Formes d'ondes du courant et de la tension à la sortie du pont à diodes.....	6
Figure 1.3: Système de conversion ca-cc avec un condensateur $C_e$ .....	7
Figure 1.4: a) Schéma de simulation b) Formes d'ondes du courant et de la tension avec condensateur de filtrage $C_s$ .....	8
Figure 1.4.c: Spectre harmonique de $i_s$ .....	9
Figure 1.5: a) Formes d'ondes du courant et de la tension d'entrée avec charge résistive b) Spectre harmonique de $i_s$ .....	9
Figure 1.6: Forme d'onde du courant d'entrée par l'analyse de Fourier.....	10
Figure 1.7: Redresseur conventionnel avec filtre classique.....	13
Figure 1.8: Formes d'ondes du courant d'inductance en mode discontinue.....	16
Figure 1.9: Schéma de simulation du filtre classique.....	19
Figure 1.10: Formes d'ondes du courant d'entrée et de la tension de sortie.....	19
Figure 1.11: Formes d'ondes du courant et de la tension d'entrée.....	20
Figure 1.12: Spectre du courant d'entrée du filtre classique.....	20
Figure 1.13: Redresseur conventionnel avec filtre résonnant parallèle.....	21
Figure 1.14: Schéma de simulation du redresseur à filtre résonnant parallèle.....	24
Figure 1.15: Formes d'ondes de la tension de sortie et du courant d'entrée.....	24
Figure 1.16: Formes d'ondes du courant et de la tension d'entrée.....	25
Figure 1.17: Spectre harmonique du courant d'entrée du filtre résonnant parallèle.....	25
Figure 2.1: Convertisseur survolteur .....	28
Figure 2.2: Modes d'opération du convertisseur survolteur a) et b) mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue.....	29
Figure 2.3: Formes d'ondes en conduction continue.....	30
Figure 2.4: Formes d'ondes du courant d'entrée en conduction discontinue.....	30
Figure 2.5: Caractéristiques de sortie du convertisseur survolteur.....	31

Figure 2.6: Convertisseur dévolteur (Buck).....	32
Figure 2.7: Modes d'opération du convertisseur dévolteur a) et b) mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue.....	32
Figure 2.8: Formes d'ondes en conduction continue.....	33
Figure 2.9: Formes d'ondes du courant d'entrée en conduction discontinue.....	33
Figure 2.10: Caractéristiques de sortie du convertisseur dévolteur.....	34
Figure 2.11: Convertisseur dévolteur-survolteur (Buck-Boost).....	35
Figure 2.12: Mode d'opération du convertisseur dévolteur-survolteur a) et b) mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue.....	36
Figure 2.13: Formes d'ondes en conduction continue.....	36
Figure 2.14: Forme du courant d'entrée en conduction discontinue.....	37
Figure 2.15: Caractéristiques de sortie du convertisseur dévolteur-survolteur.....	38
Figure 2.16: Convertisseur Cuk.....	38
Figure 2.17: Modes d'opération du convertisseur Cuk a) et b) mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue.....	39
Figure 2.18: Formes d'ondes en conduction continue.....	40
Figure 2.19: Forme du courant d'entrée en conduction discontinue.....	41
Figure 2.20: Caractéristiques de sortie du convertisseur Cuk.....	41
Figure 2.21: Convertisseur Sepic.....	42
Figure 2.22: Modes d'opération du convertisseur Sepic a) et b) mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue.....	43
Figure 2.23: Formes d'ondes en conduction continue.....	44
Figure 2.24: Forme du courant d'entrée en conduction discontinue.....	44
Figure 2.25: Caractéristiques de sortie du convertisseur Sepic.....	45
Figure 2.26: Principe de la commande hystérésis.....	47
Figure 2.27: Variation de la fréquence en hystérésis.....	47
Figure 2.28: Commande à hystérésis.....	47
Figure 2.29: Commande à temps d'ouverture constant.....	48
Figure 2.30: Commande à fréquence fixe avec fermeture au signal d'horloge.....	49
Figure 2.31: Commande à temps de fermeture constant.....	49
Figure 2.32: Commande à fréquence fixe avec ouverture au signal d'horloge.....	50



Figure 3.15: Courant dans l'interrupteur et tension à la gâchette.....	82
Figure 3.16: Formes d'ondes du courant et tension du circuit oscillant.....	83
Figure 3.17: Formes d'ondes du courant et tension d'entrée .....	83
Figure 3.18: Spectre harmonique du courant d'entrée $i_s$ .....	83
Figure 4.1: Schéma bloc du convertisseur à MLI.....	86
Figure 4.2: Diagramme fonctionnel du modèle en petits signaux du convertisseur à MLI obtenu par la méthode d'injection du courant.....	88
Figure 4.3: Diagramme fonctionnel du convertisseur à résonance par extension de la méthode d'injection du courant.....	89
Figure 4.4: Schéma fonctionnel du système corrigé.....	90
Figure 4.5: Schéma du compensateur.....	93
Figure 4.6.a: Gain et phase de la fonction de transfert $G(s)$ .....	94
Figure 4.6.b: Lieu des racines de la fonction de transfert $G(s)$ .....	94
Figure 4.7.a: Gain et phase des fonctions de transfert $G(s)$ et $H(s)$ 1 <sup>ère</sup> itération.....	95
Figure 4.7.b: Lieu des racines des fonctions de transfert $G(s)$ et $H(s)$ 1 <sup>ère</sup> itération.....	95
Figure 4.8.a: Gain et phase des fonctions de transfert $G(s)$ et $H(s)$ 2 <sup>ème</sup> itération.....	96
Figure 4.8.b: Lieu des racines de la fonction de transfert $G(s)$ et $H(s)$ 2 <sup>ème</sup> itération.....	96
Figure 4.9.a: Gain et phase de la fonction de transfert $G(s)$ (validation).....	97
Figure 4.9.b: Gain et phase des fonctions de transfert $G(s)$ et $H(s)$ (validation).....	97
Figure 5.1: Chronogramme des signaux du circuit UC3865.....	100
Figure 5.2: Bloc diagramme du circuit UC3865.....	101
Figure 5.3: Résistance de détection avec amplificateur de gain.....	102
Figure 5.4: Montage du CQR-ICN avec le circuit de commande.....	104
Figure 5.5: Courant (1) et tension aux bornes de l'interrupteur $T_p$ (2).....	105
Figure 5.6: Courant dans l'interrupteur (1) et tension à la gâchette (2).....	105
Figure 5.7: Courant (1) et tension (2) dans le circuit résonnant.....	106
Figure 5.8: Plan de phase du circuit oscillant.....	106
Figure 5.9: Tension (2) et courant (1) d'entrée du réseau.....	107
Figure 5.10: Spectre d'amplitude du courant d'entrée du réseau.....	107

## LISTES DES TABLEAUX

Tableau 2.1: Comparaison des convertisseurs cc-cc.....	58
Tableau 4.1: Coefficients des équations caractéristiques d'entrée et de sortie du convertisseur Sepic.....	87
Tableau 5.1: Comparatif des résultats des différentes techniques.....	108
Tableau B.1: Rapport $N(m)$ en fonction du rapport de conversion pour quelques CQR-ICN.....	123

## LISTES DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

$ca$	Courant alternatif
$cc$	Courant continu
$C_1$	Condensateur du convertisseur Sepic ou Cuk
$C_e$	Condensateur d'entrée
$C_f$	Condensateur du filtre
$C_r$	Condensateur de résonance
$C_s$	Condensateur de sortie
CQR-ICN	Convertisseur Quasi-Résonnant à Interrupteur à Courant Nul
$d$	Rapport cyclique
$D_1$	Diode du convertisseur
$D_r$	Diode de résonance
$E_{rés}$	Émulateur de résistance
$f$	Fréquence du réseau
$f_c$	Fréquence de commutation
$f_{cn}$	Fréquence de commutation normalisée
$f_r$	Fréquence de résonance
FP	Facteur de puissance
$i_e$	Courant instantané à la sortie du pont à diodes
$i_{e,efficace}$	Courant efficace à la sortie du pont à diodes
$I_e$	Courant crête à la sortie du pont à diodes
$i_s$	Courant instantané de la source
$i_{s,efficace}$	Courant efficace de la source
$I_s$	Courant crête de la source
$L_1$	Inductance d'entrée du convertisseur
$L_2$	Deuxième inductance du convertisseur Sepic ou Cuk
$L_{eq}$	Inductance équivalente
$L_f$	Inductance du filtre
$L_r$	Inductance de résonance

$m$	Rapport de conversion
$M$	Rapport de conversion maximum
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
$n$	Rapport de transformation du transformateur
$p_e$	Puissance instantanée d'entrée
$P_e$	Puissance moyenne d'entrée
$p_s$	Puissance instantanée de sortie
$P_s$	Puissance moyenne de sortie
PFP	Prérégulateur de Facteur de Puissance
$Q_{fn}$	Facteur de qualité
$v_{ch}$	Tension instantanée de sortie
$V_{ch}$	Tension moyenne de sortie
$v_e$	Tension instantanée à la sortie du pont à diodes
$V_e$	Tension crête à la sortie du pont à diodes
$v_s$	Tension instantanée de la source
$V_s$	Tension crête de la source
$R$	Résistance de charge
$r$	Résistance vue par le convertisseur
$r_n$	Résistance normalisée vue par le convertisseur
SIMUSEC	SIMULATION des Systèmes Électrotechniques en Commutation
$T$	Période de la source
TDH	Taux de Distorsion Harmonique
$Z_r$	Impédance de résonance
$Z_n$	Impédance de résonance normalisée
$Z_{fn}$	Impédance du nième filtre
$\gamma_n$	Facteur d'incertitude
$\delta_s$	Paramètre sans unité ( fréquence réseau)
$\delta$	Paramètre sans unité (fréquence de commutation)
$\theta$	Angle
$\phi_1$	Angle de déphasage entre la fondamentale de la tension et du courant
$\omega$	Fréquence angulaire (rad/s)

# Introduction Générale

Les deux dernières décennies ont été marquées par l'augmentation rapide du nombre d'appareils électroniques et électriques utilisant des techniques de conversion de courant peu efficaces. Ils causent une distorsion électrique importante du courant et de la tension sur le réseau de distribution en y injectant des courants harmoniques et en consommant de la puissance réactive, soient deux inconvénients majeurs pour l'utilisation à grande échelle de ces appareils. Le facteur de puissance rend globalement compte de ces deux phénomènes. En plus, avec l'augmentation de la demande en puissance à partir de la source standard 110 V en Amérique et 220 V en Europe, il est important d'améliorer la puissance d'utilisation.

Plusieurs équipes de chercheurs ont travaillé à développer les fondations de la discipline de conversion de l'énergie en haute fréquence; plusieurs méthodes de correction de facteur de puissance existent présentement. Une solution possible est d'insérer un circuit de correction de facteur de puissance entre le pont à diodes et le convertisseur cc-cc. Deux types de correction de facteur de puissance sont valables aujourd'hui; la correction de facteur de puissance par la méthode passive et la correction du facteur de puissance par la méthode active. La méthode passive exige un ou plusieurs éléments réactifs (condensateurs et inductances), mais cela ne convient pas bien avec les besoins d'aujourd'hui pour des alimentations à découpage compactes.

Récemment, l'intérêt de la correction de facteur de puissance par la méthode active a augmenté rapidement, dans les alimentations de puissance industrielle. La première fonction du circuit actif de correction de facteur de puissance est de forcer le courant de ligne à prendre exactement la même forme d'onde que la tension sinusoïdale de la source. Le facteur de puissance peut être amélioré entre 0.95 et 0.99 avec ce processus, et le taux de distorsion d'harmonique du courant de ligne peut être réduit à moins de trois pour cent. D'autres avantages de la méthode active de correction de facteur de puissance incluent:



- Possibilité de fonctionnement à partir d'une tension de source de 90 à 270 V sans utilisation d'un doubleur de tension.
- Régulation de la tension de sortie
- Réduction de la taille du condensateur de filtrage de la tension de sortie.
- Réduction des contraintes en courant du pont à diodes et du condensateur.
- Rendement de puissance élevé.

Dans la conception des convertisseurs à découpage classique, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement permet de réduire considérablement les dimensions des éléments magnétiques (transformateurs, bobines, filtres de sortie). Mais le fonctionnement en haute fréquence engendre de sérieux problèmes tels : des pertes aux commutations accrues, surdimensionnement des semi-conducteurs ..., qui rendent son emploi inapproprié.

Pour pallier à ces problèmes, le concept de commutation douce est apparu depuis quelques années déjà. En fait l'idée est ancienne (surtout aux applications à basse fréquence), mais était inapplicable en haute fréquence à cause de la lenteur des interrupteurs. Cependant, la technologie a tellement progressé que les applications à des fréquences de fonctionnement de l'ordre de 2 MHz avec un rendement supérieur à 70 % sont envisageables.

Ce travail consiste en la synthèse des résultats généraux développés auparavant et à leur application à la récente topologie **Sepic** et au nouveau circuit de commande **UN3865N** de la compagnie **UNITRODE®**. Le circuit de correction de facteur de puissance discuté dans ce travail emploie la structure **Sepic quasi-résonnant à Interrupteur à Courant Nul**. Cette topologie est appropriée pour les applications de correction de facteur de puissance à cause de l'inductance qui est en série avec la source. Cela minimise l'ondulation du courant de la source et améliore le filtre d'entrée. Cette topologie génère une tension de sortie continue supérieure ou inférieure à la tension crête de la tension de source.

Dans le premier chapitre, on établit les conventions et définitions d'une alimentation monophasée, du facteur de puissance et analysons l'effet du condensateur de

filtrage sur le courant d'entrée. En deuxième partie de ce chapitre, on présente une solution traditionnelle de réduction de ces perturbations et des détails pertinents à la conception de filtres passifs. Les résultats de simulation de ces filtres sont confrontés aux résultats publiés [3]. Dans le chapitre 2 on présente une étude comparative de différents prérégulateurs existant dans la littérature. À la fin de ce chapitre, on traite les différentes techniques actives de commande pour les convertisseurs continu-continu. Enfin une simulation du convertisseur survolteur à hystérésis sera présentée. Le chapitre 3 présente une étude détaillée du convertisseur Sepic quasi-résonnant à interrupteur à courant nul. On y discute également de l'influence de la variation de la source sinusoïdale et de la charge. Dans le chapitre 4 on présente la modélisation et la régulation du prototype en petits signaux autour d'un point de fonctionnement. Dans le dernier chapitre on présente les résultats expérimentaux issus des essais sur le prototype de faible puissance qui valident l'approche développée dans ce travail. On clôture ce travail par une conclusion générale.

## Chapitre 1

# Problème du courant d'entrée et méthode classique de correction

### 1.1 Introduction

Puisque nous souhaitons réaliser une correction de facteur de puissance dans un convertisseur à résonance, nous rappelons, premièrement, dans la section 1.2 les éléments d'une alimentation de puissance monophasée ainsi que les conventions et définitions pertinentes. Deuxièmement, l'effet du condensateur dans un système de conversion ca-cc est étudié (la section 1.3). Les problèmes associés à l'effet du condensateur sont les points intéressants pour la discussion et leur étude constitue une introduction pour les prochains chapitres. Troisièmement, la définition du facteur de puissance dans un système avec une source de tension sinusoïdale est vue dans la section 1.4. Après avoir rappelé le taux de distorsion d'harmonique (section 1.5), nous donnons les effets des courants harmoniques sur le réseau (section 1.6).

Nous présentons ensuite en détail le fonctionnement du redresseur conventionnel ca-cc avec filtre passif classique et avec filtre passif résonnant parallèle. Nous précisons les problèmes spécifiques liés à chacun d'eux. L'analyse sera conduite par une simulation. Les résultats de simulation nous permettront de dégager simplement une conclusion.

L'objectif principal de ce chapitre est donc l'étude de deux méthodes passives pour améliorer le facteur de puissance. Cette étude mettra en évidence les avantages ainsi que les inconvénients de l'utilisation des filtres.

### 1.2 Définitions et conventions

La figure 1.1 illustre un cas général d'une alimentation de puissance monophasée ca-cc. La tension de ligne  $v_s$  est de la forme  $V_s \sin \omega t$ , où  $V_s$  est la valeur crête et  $\omega$  est la pulsation angulaire. La période du réseau est  $T=2\pi/\omega$ . Souvent on considère les formes d'ondes en fonction de  $\theta = \omega t$ . Par exemple la tension de la source peut être écrite  $V_s \sin \theta$ .

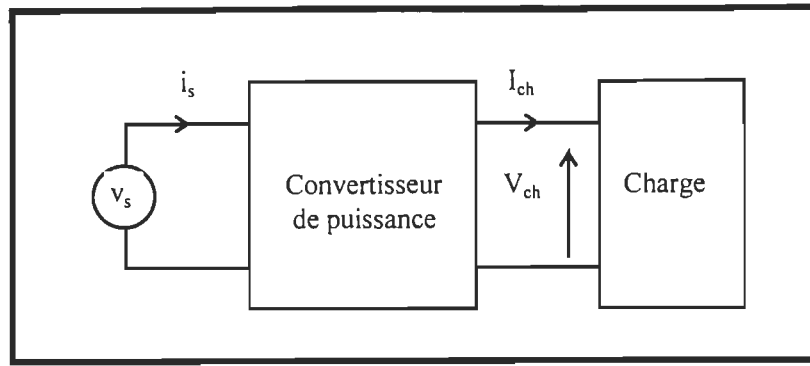


Figure 1.1: Système de conversion ca-cc

Le courant d'entrée est représenté par  $i_s$ , et  $V_{ch}$  et  $I_{ch}$  sont la tension et le courant de la charge.

Le rapport de conversion du convertisseur ca-cc est défini par :

$$M = \frac{V_{ch}}{V_s} \quad (1.1)$$

soit la tension de sortie continue sur la tension crête de la tension sinusoïdale d'entrée.

La puissance moyenne délivrée par le système de la figure 1.1 est:

$$P_e = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s i_s d\theta \quad (1.2)$$

et la puissance moyenne de sortie est:

$$P_s = V_{ch} I_{ch} \quad (1.3)$$

La résistance de charge est définie par

$$R = \frac{V_{ch}}{I_{ch}} \quad (1.4)$$

La tension de la source est redressée par un pont de diodes, comme montré dans la figure 1.2.a. Les formes d'ondes de la source sont périodiques avec une période  $T$ , comme montré dans la figure 1.2.b. Ces formes d'ondes sont symétriques impaires et contiennent des harmoniques impaires [1]. À la sortie du redresseur, comme montré dans la figure 1.2.c, les formes d'ondes sont symétriques paires et contiennent seulement les harmoniques paires, et sont périodiques avec une période de  $T/2$  [1]. Les formes d'ondes à la sortie du

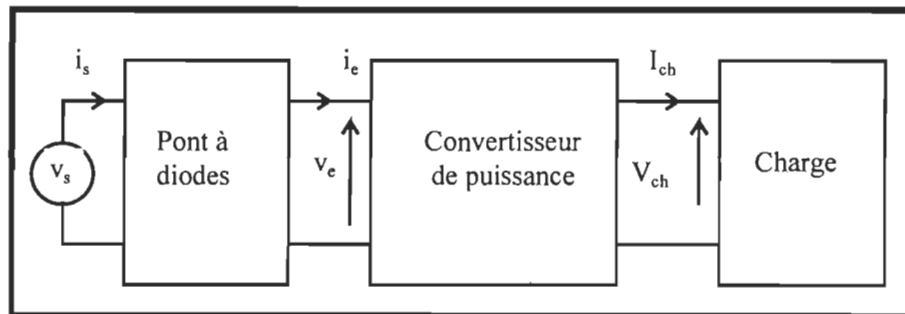
redresseur sont fréquemment utilisées, et sont décrites sous la forme de l'expression suivante puisque  $V_s$  et  $V_e$  sont égales si on néglige les chutes de tension dans les diodes:

$$\begin{aligned} v_s &= V_s \sin \theta \\ v_e &= V_e |\sin \theta| \end{aligned} \quad (1.5)$$

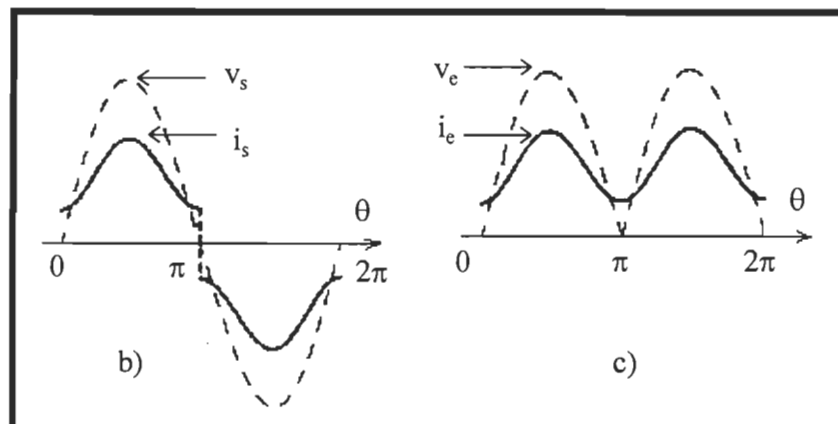
Idéalement, le convertisseur de puissance ca-cc de la figure 1.1 donne un courant sinusoïdal  $i_s = I_s \sin \theta$  à partir de la source; c'est la meilleure forme d'onde de courant qui peut être tirée du réseau. Quand le courant de ligne est approximativement égal à cette forme d'onde idéale, le courant et la tension de la source sont reliés par une constante, définie par:

$$\dot{E}_{\text{res}} = \frac{V_s}{I_s} \quad (1.6)$$

et appelée comportement résistant "*resistor emulator*". Le nom reflète le fait que le convertisseur tire un courant de ligne proportionnel à la tension de ligne.



a)



b)

c)

Figure 1.2 : a) Système de conversion ca-cc avec pont à diodes  
b) Formes d'ondes du courant et de la tension du réseau c) Formes d'ondes du courant et de la tension à la sortie du pont à diodes

### 1.3 Effet du condensateur d'entrée

D'un niveau faible à moyenne puissance, la plupart des méthodes produisant une puissance continue à partir d'une source alternative utilisent un condensateur  $C_e$ , suivi par un prérégulateur. La figure 1.3 montre un tel système. Le pont à diodes redresse la tension alternative  $v_s$  à une tension continue  $v_{ce}$  et le condensateur force la tension redressée du pont  $v_e$  à avoir un faible taux d'ondulation. Le prérégulateur est soumis à la tension  $v_{ce}$  et fournit une tension continue à la charge.

Le système de la figure 1.3 présente beaucoup d'avantages. Le condensateur d'entrée est simple, peu coûteux, et robuste, tant que le prérégulateur génère une tension régulée. Parfois le prérégulateur est utilisé pour isolation, et aussi pour avoir une sortie cc multiple.

Par contre, à cause de condensateur  $C_e$ , le courant du réseau n'est pas sinusoïdal:  $i_s$  est une pointe étroite de courant avec une valeur crête élevée. Le facteur de puissance à l'entrée n'est que de 0.5 à 0.65 et la richesse de  $i_s$  en harmoniques induit des parasites sur le réseau d'énergie. La valeur efficace du courant d'entrée peut être le double de celle de la sinusoïde équivalente. Une prise de courant de 120 V, 15 A peut ne pas être en mesure de fournir une puissance aussi faible que 1 kW sans déclencher sa protection. Avec des alimentations à haut facteur de puissance, on peut pratiquement doubler la puissance disponible.

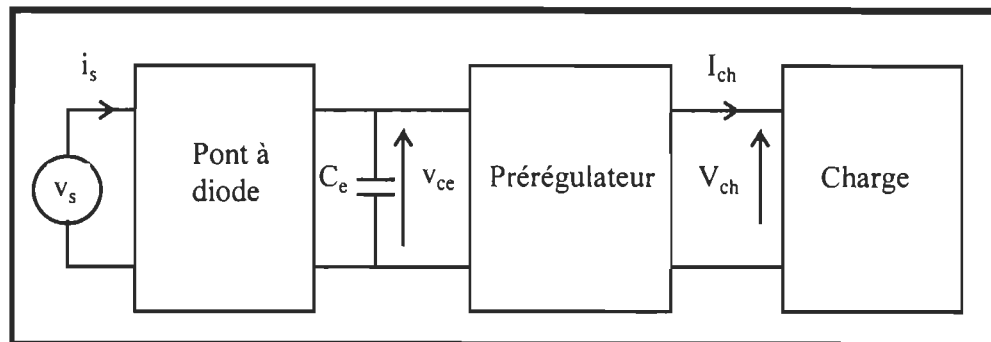
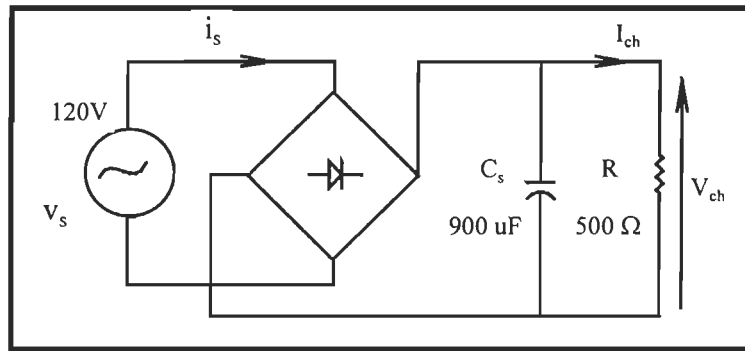


Figure 1.3: Système de conversion ca-cc avec un condensateur  $C_e$

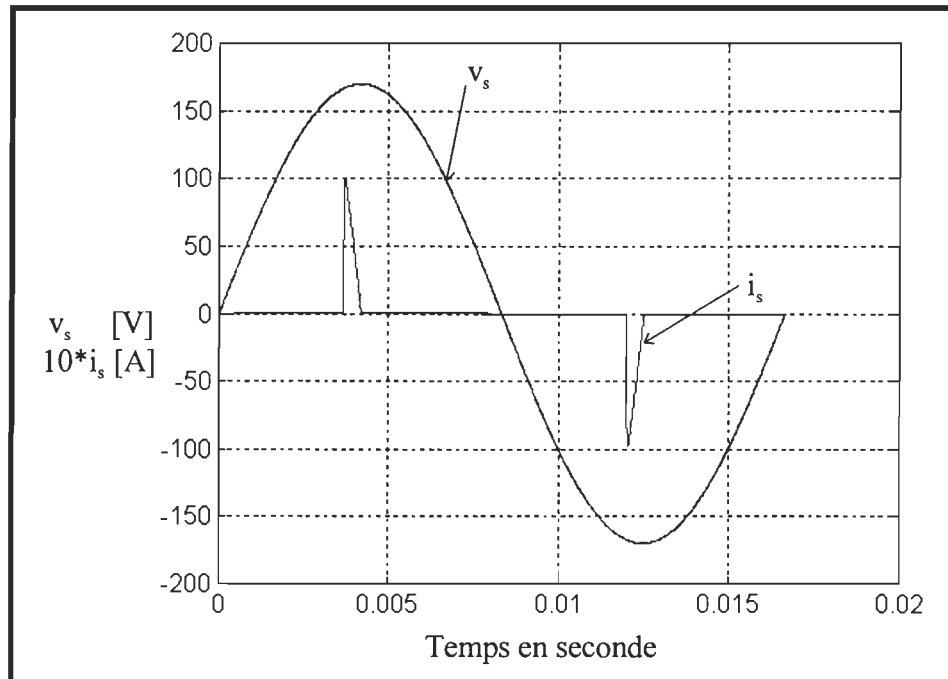
La figure 1.4.a montre un condensateur en parallèle avec une charge résistive. La tension de ligne et le courant résultant sont montrés dans la figure 1.4.b. Le spectre harmonique du

courant est montré dans la figure 1.4.c. Les courbes montrées ont été obtenues par simulation (**SIMULINK™** et **SIMUSEC**).

Avec une tension de ligne de 120 V efficace, le circuit délivre 50 W à la charge. Le courant crête et efficace sont respectivement de 10 A et 7.07 A. Pour comparaison, la figure 1.5.a montre la forme d'onde du courant pour une charge purement résistive de même puissance de 50W. Son spectre harmonique est montré dans la figure 1.5.b. Quoique les deux circuits consomment la même puissance moyenne, respectivement, le courant crête et efficace d'entrée de la charge résistive sont seulement de 0.34 A et 0.23 A .



a)



b)

Figure 1.4: a) Schéma de simulation b) Formes d'ondes du courant et de la tension avec condensateur de filtrage  $C_s$

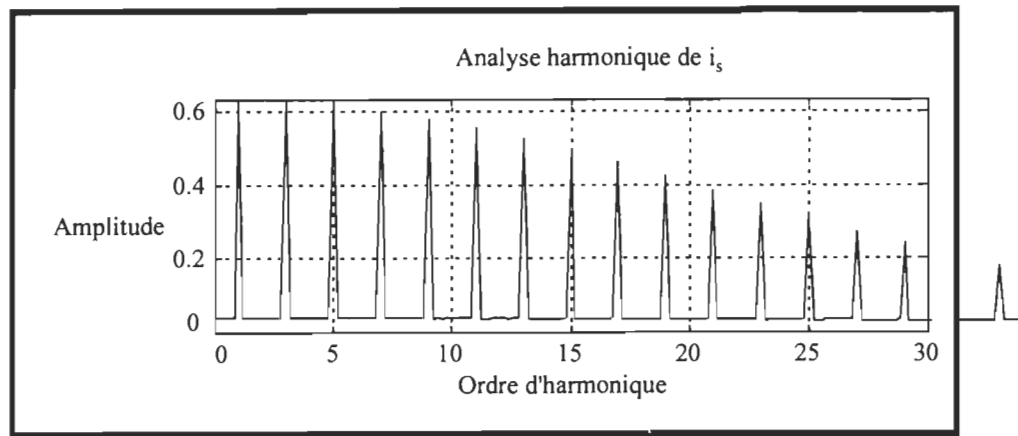
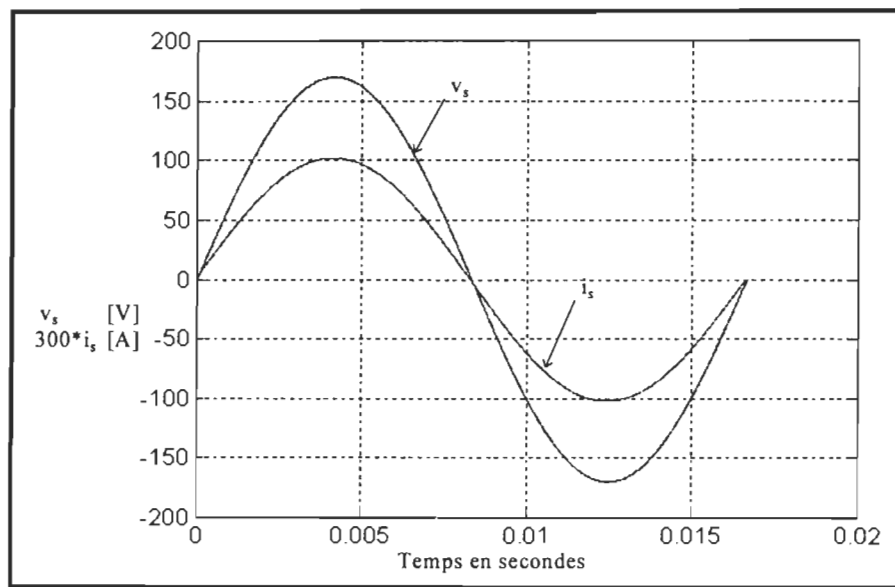
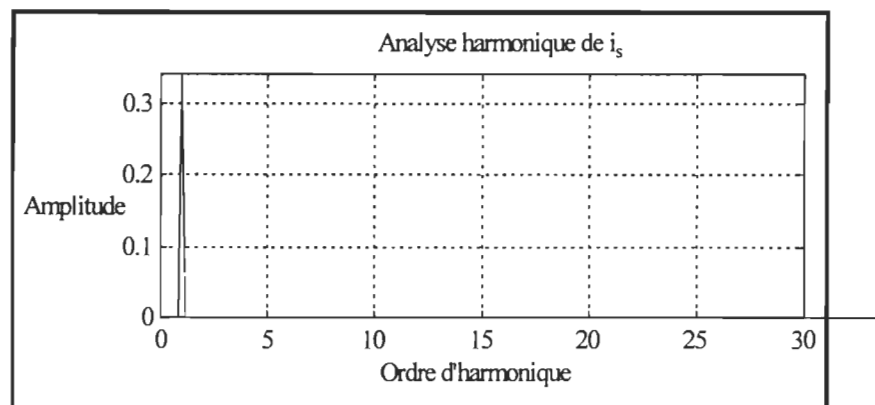


Figure 1.4.c: Spectre harmonique de  $i_s$



a)



b)

Figure 1.5: a) Formes d'ondes du courant et de la tension de sortie avec charge résistive b) Spectre harmonique de  $i_s$



## 1.4 Facteur de puissance

Le terme “facteur de puissance” est défini comme étant le rapport de la puissance active et la puissance apparente. D’après la figure 1.6, par l’analyse du Fourier, le courant du réseau peut être exprimé par une composante fondamentale  $i_{s1}$  plus d’autres composantes d’harmoniques [2]. Si la tension d’entrée est supposée purement sinusoïdale, donc seulement  $i_{s1}$  contribue à la circulation de la puissance active parce que la fréquence de la tension et du courant doivent être la même pour circuler la puissance moyenne.

Dans le terme de la tension efficace  $v_{s,eff}$  et la valeur efficace  $i_{s1,eff}$  de la composante fondamentale du courant  $i_s$ , la puissance active  $P$  passant à travers le redresseur est :

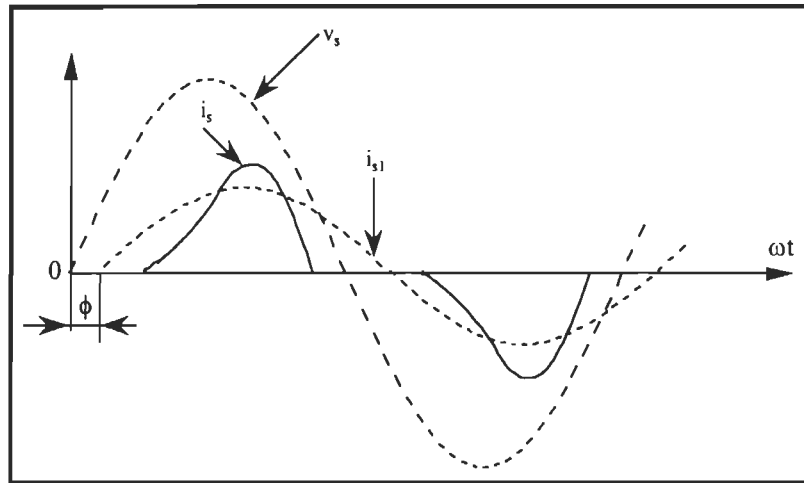


Figure 1.6: Forme d’onde du courant d’entrée par l’analyse de Fourier

$$P_e = v_s i_{s1} \cos \phi \quad (1.7)$$

où  $\phi$  est l’angle de déphasage entre  $i_{s1}$  et  $v_s$  comme indiqué dans la figure 1.6. La valeur de la puissance apparente  $S$  est le produit de la tension efficace  $v_s$  et la valeur efficace  $i_s$  du courant de ligne.

$$S = v_s i_s \quad (1.8)$$

Le facteur de puissance est défini par :

$$FP = \frac{P_e}{S} \quad (1.9)$$

d’après (1.7) et (1.9)

$$FP = \frac{v_s i_{s1} \cos \phi}{v_s i_s} \quad (1.10)$$

Le facteur de déplacement de puissance est défini comme le cosinus de l'angle  $\phi$ .

$$F_{dep} = \cos \phi \quad (1.11)$$

$$FP = \frac{i_{s1}}{i_s} F_{dep} \quad (1.12)$$

## 1.5 Distorsion totale d'harmonique

Le taux d'harmonique contenu dans la forme d'onde du courant est souvent appelé distorsion totale d'harmonique (DTH).

D'après (1.12), on peut noter qu'une large distorsion dans le courant de ligne peut résulter en une faible valeur du rapport de courant et ainsi en une faible valeur de facteur de puissance même si le  $F_{dep}$  est proche de l'unité.

La valeur efficace  $i_{s,eff}$  du courant de ligne  $i_s$ , dont les termes de Fourier sont  $i_{s1}$  et  $i_{sh}$  (autres composantes harmoniques), est:

$$i_{s,eff} = \left[ i_{s1}^2 + \sum_{h=2}^{\infty} i_{sh}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.13)$$

D'après (1.13), la valeur efficace de la distorsion dans le courant de ligne peut être définie comme:

$$i_{dis} = \left[ i_{s,eff}^2 - i_{s1}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[ \sum_{h=2}^{\infty} i_{sh}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.14)$$

Une quantité appelée distorsion totale d'harmonique DTH est définie comme :

$$DTH \% = 100 \frac{i_{dis}}{i_{s1}} \quad (1.15)$$

## 1.6 Effets des harmoniques

- Pour une puissance active débitée donnée, plus le facteur de puissance est proche de l'unité plus est réduite la puissance apparente des enroulements sièges des tensions à redresser en cas d'utilisation d'un transformateur à l'entrée du redresseur [1]. Or le poids,

le coût de ces enroulements et les pertes joules qui y sont produites sont proportionnels à la puissance apparente.

- Une large distorsion dans le courant de ligne provoque un facteur de puissance loin de l'unité. Ces courants harmoniques créent de nombreux effets nocifs dans le réseau :
  1. créent des interférences avec les réseaux de télécommunication (télévision, téléphone, télécommande, etc.);
  2. provoquent des défauts de fonctionnement des systèmes de régulation en déplaçant les passages par zéro de l'onde de tension;
  3. accélèrent le vieillissement des équipements d'éclairage avec lampes fluorescentes;
  4. augmentent les pertes dans les condensateurs et peuvent provoquer des échauffement anormaux.

## **1.7 Méthode de correction passive**

Les anciennes conceptions de systèmes de conversion d'énergie employaient trois sortes de filtres passifs pour améliorer le facteur de puissance d'entrée dans un redresseur conventionnel ca-cc (figure 1.2).

- Filtre passif passe-bas;
- Filtre passif résonnant série;
- Filtre passif résonnant parallèle;

Tous ces filtres ont l'avantage d'être simples, faciles à réaliser par rapport à d'autres méthodes. Une autre façon simple d'améliorer la forme d'onde du courant d'entrée d'un convertisseur à diodes conventionnel (figure 1.2) est de placer une inductance en série avec sa sortie (figure 1.7). Cette méthode est aussi facile à comprendre et relativement bon marché. L'analyse et la conception du redresseur à diodes avec un filtre  $L_f C_s$  ont déjà été discutées dans la littérature [3,5]. Cette topologie est clairement meilleure que le redresseur à diodes conventionnel (figure 1.2).

Un filtre résonnant série est une autre solution passive pour corriger la forme du courant d'entrée. Lorsque l'impédance caractéristique et le facteur de qualité du circuit résonnant série sont tous les deux suffisamment élevés, seulement le courant à la fréquence de résonance peut circuler à travers la ligne et le facteur de puissance sera près de l'unité.

Les désavantages majeurs du filtre résonnant série sont la grande taille des éléments réactifs et le grand courant efficace dans les condensateurs  $C_s$  et  $C_f$ .

### 1.7.1 Filtre classique

La solution simple d'améliorer la performance du courant d'entrée du condensateur est de placer une inductance en série avec la sortie du pont à redresseur, comme montré dans la figure 1.7. Cette configuration est appelée **filtre classique**. L'inductance élargit l'impulsion de courant causée par le condensateur et augmente le facteur de puissance.

Plusieurs analyses du filtre apparaissent dans la littérature [4,5]. L'analyse présentée ici s'appuie simultanément sur les effets de l'inductance  $L_f$ , de la fréquence de la source  $f$ , et de la charge  $R$ . Le paramètre  $\delta_s$  est défini comme suit

$$\delta_s = \frac{\omega L_f}{\pi R} = \frac{2L_f}{RT} \quad (1.16)$$

Le filtre opère dans le mode de conduction continue (MCC) dans lequel le pont à diodes est toujours conducteur, ou dans le mode de conduction discontinue (MCD) lorsque le pont est bloqué durant quelques instants de la période.

#### 1.7.1.1 Mode de conduction continue

Dans le MCC, le pont redresseur est toujours conducteur, la tension redressée  $v_e$  est sinusoïdale de valeur crête  $V_e$ , et la tension de sortie est:

$$V_{ch} = \frac{2}{\pi} V_e \quad (1.17)$$

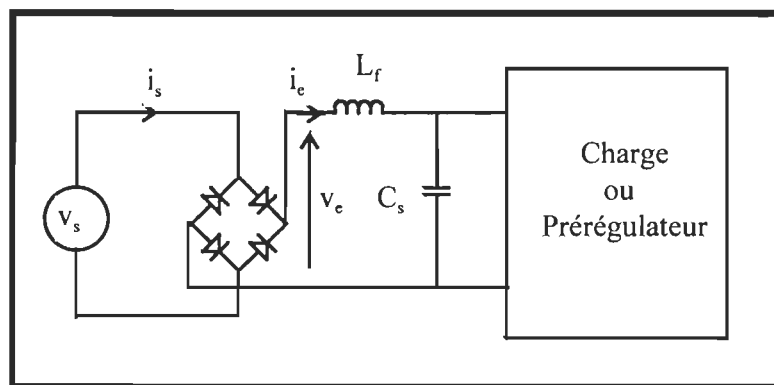


Figure 1.7: Redresseur conventionnel avec filtre classique

L'expression du courant à la sortie du redresseur, où la charge est résistive, est [4,5]:

$$i_e(\theta) = \frac{V_e}{\omega L_f} \left[ 1 + 2\delta_s - \cos\theta - \frac{2\theta}{\pi} \right] \quad (1.18)$$

La valeur efficace du courant de la source est la même que la valeur efficace du courant  $i_e$ .

$$i_{e,\text{efficace}} = \frac{2V_e}{\pi R} \sqrt{1 + \left( \frac{5}{24} - \frac{2}{\pi^2} \right) / \delta_s^2} \quad (1.19)$$

Le facteur de puissance vient directement des équations (1.17) et (1.19), et est une fonction seulement de  $\delta_s$ :

$$FP = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{5}{24} - \frac{2}{\pi^2} \right) / \delta_s^2}} \approx \frac{0.90}{\sqrt{1 + (0.075/\delta_s)^2}} \quad (1.20)$$

Le facteur de déplacement,  $\cos\phi_1$ , est trouvé en calculant le coefficient de cosinus et sinus de la série de Fourier du courant d'entrée:

$$\cos\phi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\pi}{8} - \frac{1}{\pi} \right)^2 / \delta_s^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{0.074}{\delta_s} \right)^2}} \quad (1.21)$$

La limite du MCC, c'est-à-dire une conduction critique, se produit lorsque l'annulation du courant de (1.18) coïncide avec la fin de la période. L'équation (1.18) peut être différenciée pour montrer que le courant minimum se produit quand:

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) \approx 40^\circ \quad (1.22)$$

La valeur de  $\delta_s$  qui rend exactement le courant nul à ce point est trouvée par

$$\delta_{s,\text{crit}} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{2}{\pi} \sin^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) + \cos\left[\sin^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right)\right] - 1 \right\} \approx 0.1053 \quad (1.23)$$

### 1.7.1.2 Mode de conduction discontinue

Dans le mode de conduction discontinue (MCD), le courant est nul durant une certaine durée de chaque cycle. L'analyse de ce mode d'opération est beaucoup plus difficile que le MCC. Le facteur de puissance et le facteur de déplacement ne peuvent pas

être écrits explicitement en fonction du paramètre  $\delta_s$ , mais ils sont néanmoins fonctions seulement de ce paramètre. L'analyse est divisée en deux cas, correspondant aux deux formes d'ondes du courant dans l'inductance de la figure 1.8. Dans les deux cas, la conduction du pont à diodes commence lorsque la tension d'entrée augmente jusqu'à rencontrer la tension de sortie. L'angle  $\theta_1$  est défini comme la valeur de  $\theta$  à cet instant, donnant la relation:

$$\frac{V_{ch}}{V_e} = \sin \theta_1 \quad (1.24)$$

L'angle  $\theta_2$  est définie comme la valeur de  $\theta$  à l'instant où le courant inducteur s'annule. Pour le 1<sup>er</sup> cas de la figure 1.8,  $\theta_2$  est situé dans la même demie période de la tension de la source que  $\theta_1$ , c'est à dire,  $\theta_2 < \pi$ . Le 2<sup>ème</sup> cas a lieu lorsque le courant d'inductance s'étend dans la prochaine demie période, et  $\theta_2 > \pi$ .

Le courant dans l'inductance pour le 1<sup>er</sup> cas est donné pour l'intervalle  $\theta_1 < \theta < \theta_2$  par

$$i_e(\theta) = \frac{V_e}{\omega L_f} [\cos \theta_1 - \cos \theta - (\theta - \theta_1) \sin \theta_1] \quad (1.25)$$

L'angle  $\theta_2$  est trouvé en résolvant

$$\cos \theta_1 - \cos \theta_2 - (\theta_2 - \theta_1) \sin \theta_1 = 0 \quad (1.26)$$

Une fois  $\theta_2$  connu, les courants moyen et efficace dans l'inductance peuvent être calculés:

$$\delta_s = \frac{1}{\pi^2 \sin \theta_1} \left\{ \sin \theta_1 \left[ 1 - \frac{1}{2} (\theta_2 - \theta_1)^2 \right] - \sin \theta_2 + (\theta_2 - \theta_1) \cos \theta_1 \right\} \quad (1.27)$$

Le courant moyen d'entrée est:

$$i_{e,moy} = \frac{V_e}{\omega L_f} \pi \delta_s \sin \theta_1 \quad (1.28)$$

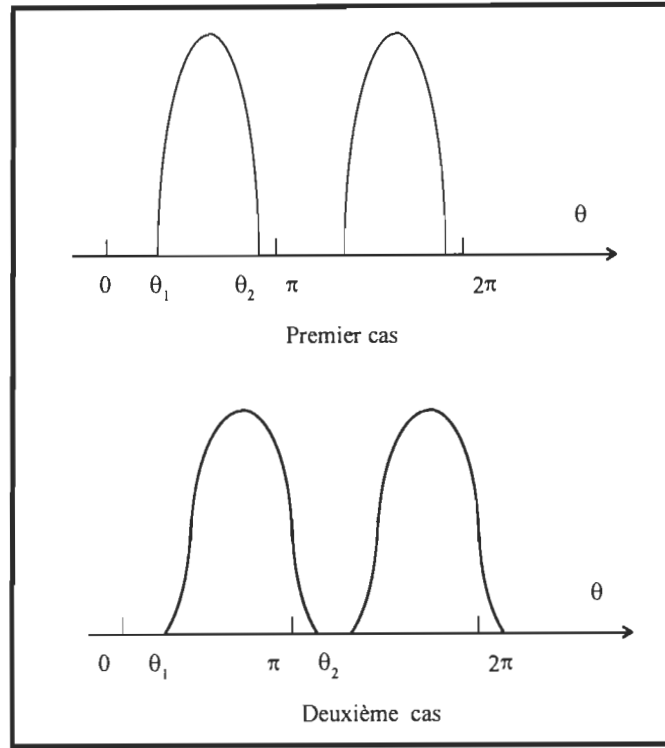


Figure.1.8: Formes d'ondes du courant d'inductance en mode de conduction discontinue

Le courant efficace d'entrée est:

$$i_{e,efficace}^2 = \left( \frac{V_e}{\omega L_f} \right)^2 \frac{1}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{3 \sin \theta_1} \left( [(\theta_2 - \theta_1) \sin \theta_1 - \cos \theta_1]^3 + \cos^3 \theta_1 \right) + \frac{1}{2} (\theta_2 - \theta_1) \\ & + \frac{1}{4} \sin 2\theta_2 + 2(\theta_2 - \theta_1) \sin \theta_1 \sin \theta_2 - \frac{1}{2} \sin \theta_1 \cos \theta_2 \\ & - 2 \sin(\theta_2 - \theta_1) \end{aligned} \right\} \quad (1.29)$$

Le rapport de conversion est:

$$\frac{V_{ch}}{V_e} = \frac{\cos \theta_1 - \cos \theta_2}{(\theta_2 - \theta_1)} \quad (1.30)$$

Le facteur de puissance est donné par

$$FP = \frac{\sqrt{2} i_{e,moy} \sin \theta_1}{i_{e,efficace}} \quad (1.31)$$

et le facteur de déplacement est donné par

$$\cos \theta_1 = \frac{b_1}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}} \quad (1.32)$$

où les coefficients de la fondamentale de la série de Fourier,  $a_1$  et  $b_1$  sont donnés par

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \left[ \sin(\theta_2 - \theta_1) - (\theta_2 - \theta_1) \left( \frac{1}{2} + \sin\theta_1 \sin\theta_2 \right) - \frac{1}{4} (\sin 2\theta_2 - \sin 2\theta_1) \right] \quad (1.33)$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \left[ (\theta_2 - \theta_1) \sin\theta_1 \cos\theta_2 - \cos(\theta_2 - \theta_1) + 1 + \frac{1}{2} (\cos^2 \theta_2 - \cos^2 \theta_1) \right] \quad (1.34)$$

La limite entre les cas 1 et 2 se produit lorsque  $\theta_2 = \pi$ . La valeur de  $\theta_1$  correspondant à (1.26) est approximativement égale à 0.8105 rad, ( $\cong 46^\circ$ ). Le paramètre de conduction  $\delta_s$  est approximativement égal à 0.051 rad à cette limite. La limite entre 1<sup>er</sup> cas et 2<sup>ème</sup> cas marque aussi le changement entre le courant continu ou discontinu de la source. Pour  $\delta_s > 0.051$ , le courant de ligne est discontinu.

Pour le 2<sup>ème</sup> cas, l'analyse se fait simplement comme dans le premier cas sauf que pour  $\theta > \pi$  la tension du redresseur est  $-V_e \sin\theta$ , ce qui explique la rectification de la tension de la source. Maintenant le courant d'inductance suit (1.25) pour  $\theta_1 < \theta < \pi$ , mais pour  $\pi < \theta < \theta_2$ ,

$$i_e(\theta) = \frac{V_e}{\omega L_f} \left[ (2 + \cos\theta_1 + \theta_1 \sin\theta_1) + \cos\theta - \theta \sin\theta_1 \right] \quad (1.35)$$

L'angle  $\theta_2$  est

$$2 + \cos\theta_1 + \theta_1 \sin\theta_1 + \cos\theta_2 - \theta_2 \sin\theta_1 = 0 \quad (1.36)$$

Le courant moyen dans l'inductance est encore donné par (1.28), mais le paramètre de conduction, le courant efficace de l'inductance, et le rapport de conversion pour 2<sup>ème</sup> cas sont donnés par

$$\delta_s = \frac{1}{\pi^2 \sin\theta_1} \left\{ \sin\theta_1 \left[ 1 - \frac{1}{2} (\theta_2 - \theta_1)^2 \right] - \sin\theta_2 + (\theta_2 - \theta_1) \cos\theta_1 + \sin\theta_2 \right\} \quad (1.37)$$

Courant efficace d'entrée

$$i_{e,\text{efficace}}^2 = \left( \frac{V_e}{\omega L_f} \right)^2 \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{1}{3\sin\theta_1} \left( [(\theta_2 - \theta_1)\sin\theta_1 - \sin\theta_1 - \cos\theta_1]^3 + \cos^3\theta_1 \right) + (\theta_2 - \theta_1) \right. \\ \left. \left( \frac{1}{2} - 2\sin\theta_1 \sin\theta_2 \right) + 2\sin(\theta_2 - \theta_1) + 4(\sin\theta_2 - \sin\theta_1) \right. \\ \left. + \frac{1}{4} (\sin 2\theta_1 - \sin\theta_1) + 4(\theta_2 - \pi)(1 + \cos\theta_1 + \theta_1 \sin\theta_1) - \frac{1}{2} (\theta_2 + \pi) \sin\theta_1 \right\} \quad (1.38)$$



## Rapport de conversion

$$\frac{V_{ch}}{V_e} = \frac{1}{(\theta_2 - \theta_1)} (2 + \cos\theta_1 + \cos\theta_2) \quad (1.39)$$

Le facteur de puissance pour le 2<sup>ème</sup> cas est évalué à l'aide de (1.31) et (1.28), respectivement, en utilisant (1.37) et (1.38) pour  $\delta_s$  et  $i_{e,efficace}$ . Le facteur de déplacement pour le 2<sup>ème</sup> cas est trouvé d'après (1.32) avec les expressions suivantes des coefficients de Fourier:

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \left\{ -\sin(\theta_2 - \theta_1) - \frac{1}{4}(\sin 2\theta_2 - \sin 2\theta_1) + \frac{1}{2}(\theta_1 - \theta_2) \right. \\ \left. + (\theta_2 - \theta_1) \sin\theta_1 \sin\theta_2 - 2 \sin\theta_2 + 2 \sin\theta_1 \right\} \quad (1.40)$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \left[ -(\theta_2 - \theta_1) \sin\theta_1 \cos\theta_2 + 2 \cos\theta_1 + 2 \cos\theta_2 + \cos(\theta_2 - \theta_1) \right. \\ \left. + \frac{1}{4}(\cos 2\theta_2 - \cos 2\theta_1) + 3 - 2(\pi - \theta_1) \sin\theta_1 \right] \quad (1.41)$$

### 1.7.1.3 Simulation

La simulation a été faite pour un montage de 1 kW (fig.1.9) avec les logiciels SIMULINK<sup>TM</sup> et SIMUSEC avec les paramètres suivants [3]:

- Tension d'entrée efficace  $v_{s(efficace)} = 100$  V
- Fréquence angulaire de la source  $\omega = 377$  rad/s
- Inductance du filtre  $L_f = 8$  mH
- Condensateur de sortie  $C_s = 2000$  uF
- Résistance de charge  $R_{ch} = 100 \Omega$ .

La figure 1.11 représente la tension et le courant d'entrée. On peut observer aussi l'ondulation de la tension de sortie sur la figure 1.10. L'allure du courant d'entrée est conforme par rapport au cas du filtre classique. L'évolution de spectre harmonique du courant d'entrée est représenté sur la figure 1.12 et montre clairement la présence d'une amplitude considérable de la troisième harmonique, qui est la principale cause d'un faible facteur de puissance.

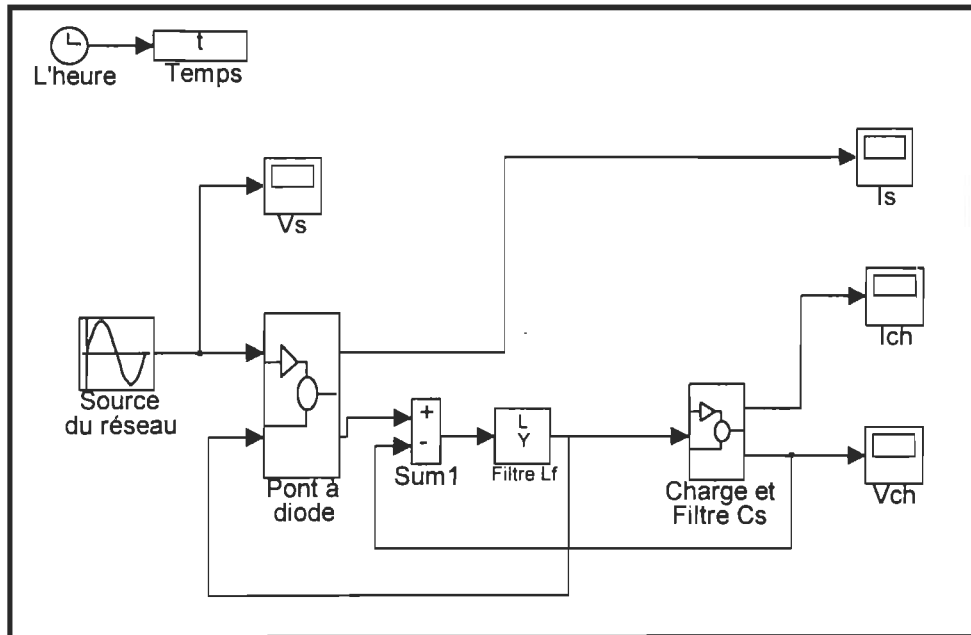


Figure 1.9: Schéma de simulation du filtre classique

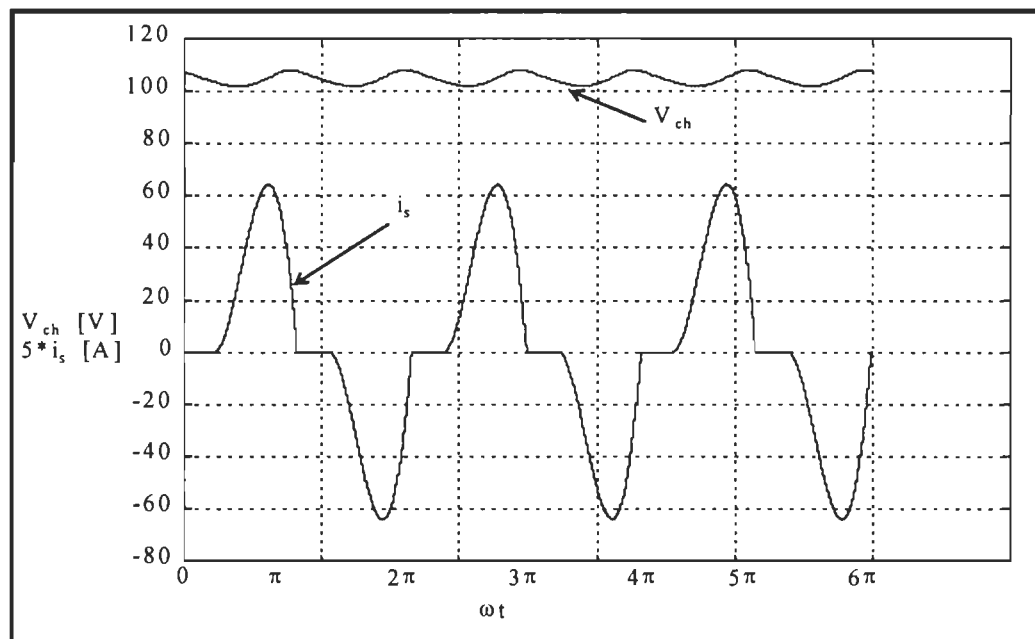


Figure 1.10: Formes d'ondes du courant d'entrée et de la tension de sortie

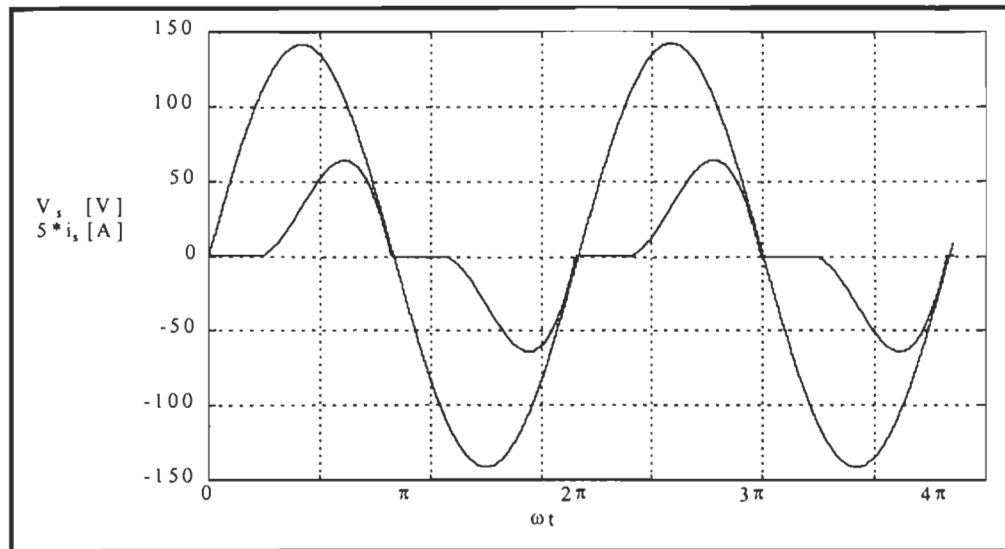


Figure 1.11: Formes d'ondes du courant et de la tension d'entrée

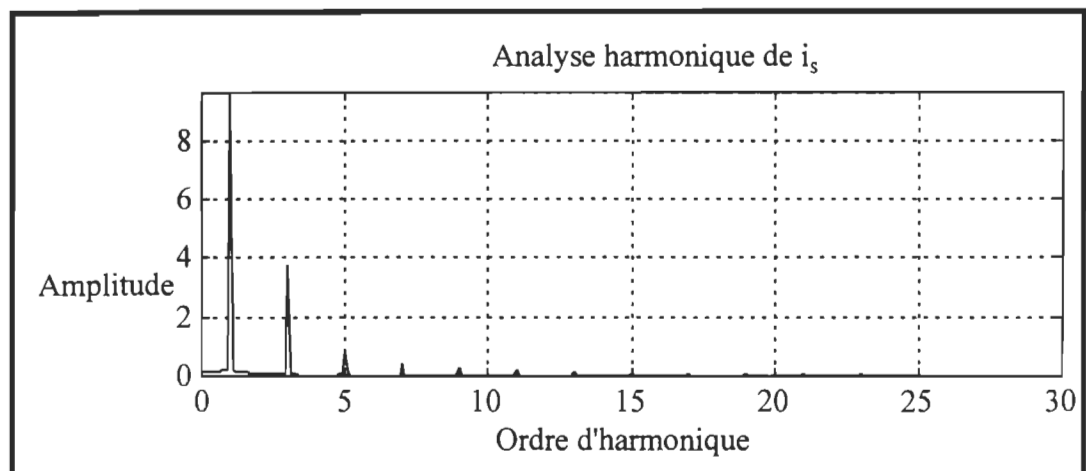


Figure 1.12: Spectre du courant d'entrée du filtre classique

### 1.7.2 Filtre résonnant parallèle

Lorsque la forme d'onde du courant d'entrée d'une alimentation de puissance ca-cs souffre d'une distorsion, le courant de ligne peut être filtré et le facteur de puissance amélioré en éliminant les harmoniques avec un **filtre résonnant**. Ce filtre peut être de type parallèle placé en série avec la source, ou de type série placé en parallèle avec la source. Les filtres du type série placés en parallèle sont préférables pour la raison qu'ils ne sont parcourus que par les courants harmoniques; en revanche la fondamentale du courant circule dans les filtres parallèle.

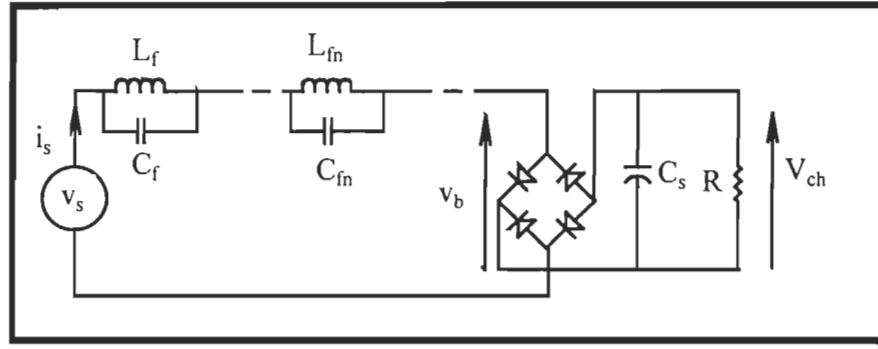


Figure 1.13: Redresseur conventionnel avec filtre résonnant parallèle

La figure 1.13 présente un montage utilisant une série de filtres passifs accordés disposés entre l'entrée d'un redresseur et la sortie de la source. Ces filtres LC, à certaines fréquences, diminuent l'absorption des courants harmoniques par le réseau. Le principal inconvénient de ces filtres est que leurs caractéristiques sont fortement influencées par l'impédance de la source,  $Z_s$ .

#### 1.7.2.1 Taille du filtre résonnant parallèle

Quoique les filtres résonnant parallèle sont les plus communs, le nombre de filtre de type parallèle en série est considéré ici de réduire le taux d'harmoniques de courants injectés sur le réseau électrique. La source avec le filtre résonnant parallèle est simplement le dual du filtre résonnant série, mais la charge est considérée comme une source de courant harmonique au lieu d'une source de tension, comme dans le cas du filtre résonnant série.

Considérant la situation montrée dans la figure 1.13, une série de filtres résonnants parallèle ont été ajoutés au condensateur de filtrage  $C_s$ . Le  $n$ ème filtre, avec inductance  $L_{fn}$ , condensateur  $C_{fn}$ , et facteur de qualité  $Q_{fn}$ , sont accordés pour la  $n$ ème harmonique, qui est  $n\omega$ . Avec la prétention que le filtre produit un facteur de puissance proche de l'unité, le courant d'entrée est sinusoïdal, et le pont à diodes conduit continuellement. La forme d'onde de la tension  $v_b$  à l'entrée du redresseur est donc de forme carrée, avec le série de Fourier

$$v_b = \frac{4V_{ch}}{\pi} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \sin n\theta \quad (1.42)$$

La tension de ligne est la fondamentale  $V_e \sin \theta$ . L'impédance des filtres en série est négligeable à la fréquence de ligne. La tension de ligne traversant les filtres doit être zéro et la composante fondamentale de  $v_b$  doit annuler la tension de ligne. Ceci rend le rapport de conversion

$$\frac{V_{ch}}{V_e} = \frac{4}{\pi} \quad (1.43)$$

L'amplitude de l'impédance  $Z_{fn}$  du  $n$ ème filtre à la  $n$ ème fréquence d'harmonique,  $n\omega$ , est approximativement

$$\|Z_{fn}(jn\omega)\| = \frac{Q_{fn} Z_m}{\sqrt{1 + 4\gamma_n^2 Q_{fn}^2}} \quad (1.44)$$

où  $Z_m$  est l'impédance caractéristique du  $n$ ème filtre,  $Z_m \equiv \sqrt{L_{fn}/C_{fn}}$ , et  $\gamma_n$  est le facteur d'incertitude sur la fréquence de résonance des filtres qui représente la variation de la fréquence de coupure [6]. Ce facteur d'incertitude défini par (1.45) dépend: des dérives thermiques, des fluctuations de la fréquence fondamentale  $\Delta\omega$ , et de la précision des spécifications des valeurs de l'inductance et du condensateur,  $\Delta L_{fn}$  et  $\Delta C_{fn}$ .

$$\gamma_n = \frac{\Delta\omega}{\omega} + \frac{\Delta L_{fn}}{2L_{fn}} + \frac{\Delta C_{fn}}{2C_{fn}} \quad (1.45)$$

L'amplitude  $I_{sn}$  du  $n$ ème harmonique du courant de ligne est trouvée en divisant l'harmonique de la tension  $v_b$  par l'impédance du  $n$ ème filtre à la résonance pour l'accord des fréquences. C'est supposé que tous les filtres à part le  $n$ ème ont une impédance négligeable à la  $n$ ème harmonique. Définissons le rapport d'ondulation  $\mathfrak{R}_n$  comme le rapport du courant à la  $n$ ème harmonique au fondamental du courant d'entrée.

$$\mathfrak{R}_n = \frac{I_{sn}}{I_{s1}} \quad (1.46)$$

La taille des éléments du filtre, en relation de leur énergie stockée, peut maintenant être déterminée. Puisque chaque filtre a sa fréquence de résonance au dessus de la fréquence du réseau, une approximation utile est que tout le courant fondamental passe dans l'inductance de chaque filtre, tandis que le condensateur supporte la tension harmonique. Avec cette approximation, l'énergie maximum stockée dans chaque élément est

$$E_{Ln} = \frac{P}{n^2 \omega} \left( \frac{4}{\pi} \right)^2 \frac{1}{\chi_n} \quad (1.47)$$

$$E_{Cn} = \frac{P}{n^2 \omega} \left( \frac{4}{\pi} \right)^2 \chi_n \quad (1.48)$$

avec le facteur  $\chi_n$  est défini par

$$\chi_n \equiv \frac{Q_{fn} \mathfrak{R}_n}{\sqrt{1 + 4\gamma_n^2 Q_{fn}^2}} \quad (1.49)$$

L'énergie stockée est directement proportionnelle à la puissance  $P$ , et inversement proportionnelle à la fréquence de la source  $\omega$ .

L'équation (1.49) contient l'information utile concernant les facteurs de conception du filtre. Idéalement, le filtre aura un rapport d'ondulation  $\mathfrak{R}_n$  faible, pour un bon filtrage. Le paramètre  $Q_{fn}$  ne devra pas être trop grand, car  $Q_{fn}$  élevé est difficile et coûteux à obtenir. De plus, le facteur  $\chi_n$  contient le produit de  $Q_{fn}$  et  $\mathfrak{R}_n$ . Puisque  $\chi_n$  devra être proche de l'unité, donc les facteurs  $Q_{fn}$  et  $\mathfrak{R}_n$  ne peuvent pas être tous les deux petits. C'est-à-dire si  $\mathfrak{R}_n$  est voulu petit, alors  $Q_{fn}$  doit être grand. Cependant, une valeur élevée de  $Q_{fn}$  aggrave les effets de l'accord des fréquences. Si  $Q_{fn}$  est élevé, alors  $\gamma_n$  doit être plus petit pour empêcher le facteur  $\sqrt{1 + 4\gamma_n^2 Q_{fn}^2}$  de réduire  $\chi_n$ . Pour maintenir un rapport d'ondulation  $\mathfrak{R}_n$  faible avec une énergie stockée raisonnable, on exige donc un  $Q_{fn}$  élevé avec une petite fréquence de résonance.

### 1.7.2.2 Simulation

La simulation que nous présentons ici a pour but de reproduire le fonctionnement réel afin d'apprécier précisément l'influence de chacun des éléments du filtre résonnant parallèle. Le circuit de simulation présenté sur la figure 1.14 d'une puissance de 1 kW a été simulé avec les logiciels SIMULINK<sup>TM</sup> et SIMUSEC avec les paramètres suivants [3]:

- Tension d'entrée efficace  $V_{s(\text{efficace})} = 100 \text{ V}$
- Fréquence angulaire de la source  $\omega = 377 \text{ rad/s}$
- Inductance du filtre  $L_f = 8 \text{ mH}$
- Condensateur du filtre  $C_f = 100 \text{ uF}$

- Résistance de charge  $R_{ch} = 10 \Omega$
- Condensateur de filtrage  $C_s = 3000 \mu F$

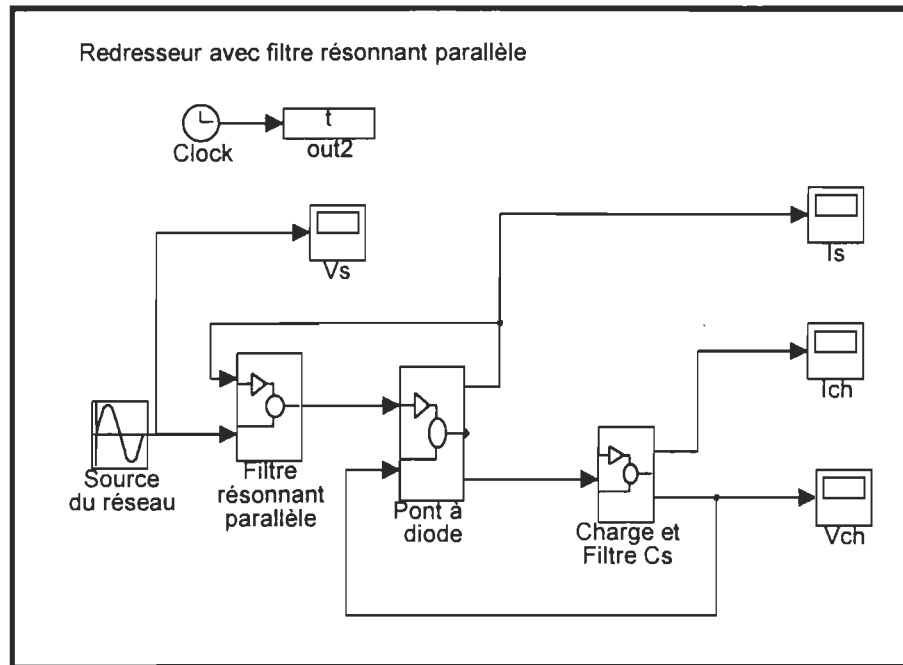


Figure 1.14: Schéma de simulation du redresseur à filtre résonnant parallèle

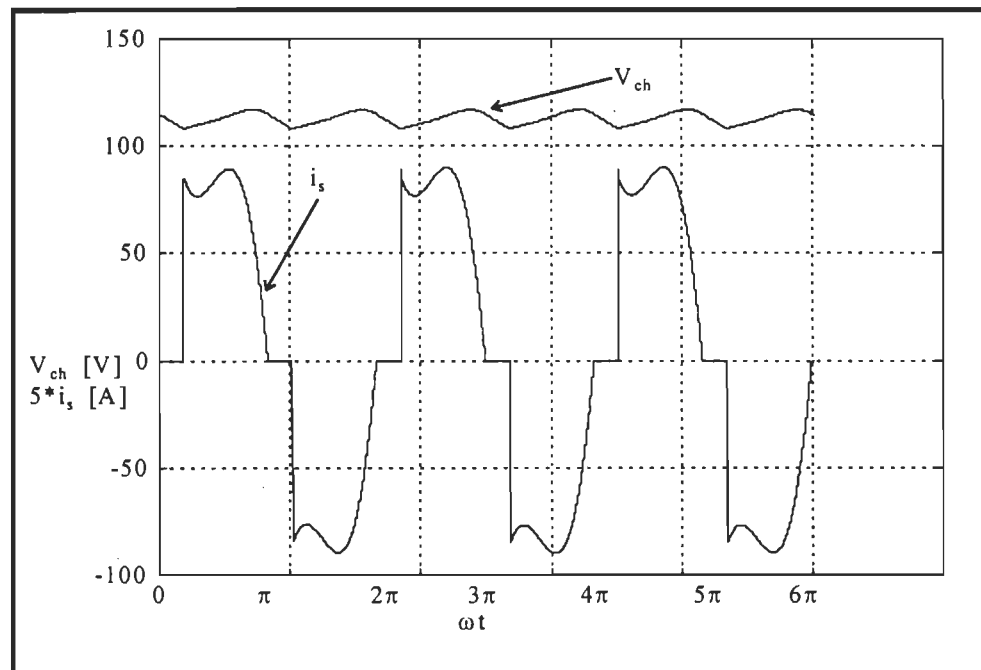


Figure 1.15: Formes d'ondes de la tension de sortie et du courant d'entrée

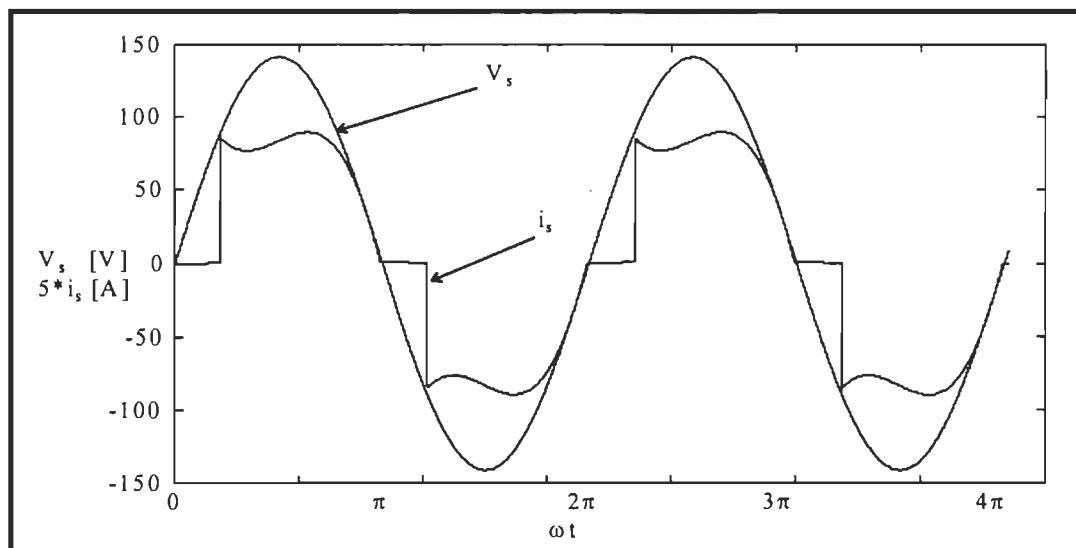


Figure 1.16: Formes d'ondes du courant et de la tension d'entrée

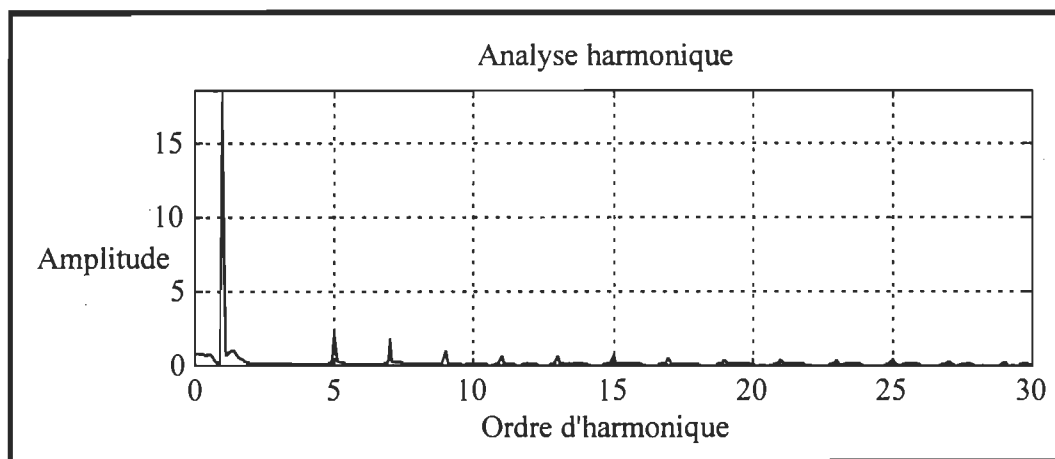


Figure 1.17: Spectre harmonique du courant d'entrée du filtre résonnant parallèle



La figure 1.16 représente la tension et le courant d'entrée. On peut observer aussi l'ondulation de la tension de sortie sur la figure 1.15. L'allure du courant d'entrée est conforme par rapport au cas du filtre résonnant parallèle. L'évolution du spectre harmonique du courant d'entrée est représenté sur la figure 1.17 et montre que la troisième harmonique est absente. Cela indique que le facteur de puissance est amélioré.

## **1.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons vu comment les condensateurs de filtrage de sortie perturbent la forme d'onde du courant d'entrée de ligne. Nous avons vu également comment nous pouvons améliorer cette forme d'onde du courant par une technique assez simple. L'analyse de la méthode passive a été présentée. Les résultats théoriques présentés ici ont été vérifiés par simulation et sont proches de ceux donnés à la référence [3].

Ce travail a montré que le facteur de puissance d'entrée ne s'améliore pas en augmentant le filtre d'inductance dans le cas du filtre classique. Le spectre d'harmonique du courant d'entrée du redresseur avec filtre résonnant parallèle a montré que la troisième composante harmonique est absente, que les amplitudes des autres harmoniques sont atténuées et que le facteur de puissance est amélioré.

## Chapitre 2

### Méthode de correction active

#### 2.1 Introduction

La méthode de correction active a plusieurs avantages par rapport à la méthode de correction passive. Par exemple, la méthode active atteint toujours un meilleur facteur de puissance que la méthode passive pour un même circuit de puissance. De plus, le courant-haché actif est capable de mieux maintenir un facteur de puissance élevé malgré les variations de la tension de ligne et de la charge. Finalement, chaque alimentation à découpage monophasé avec un circuit actif ne fournit pas seulement un facteur de puissance unitaire, mais si on désire une tension de sortie cc régulée en même temps.

Les composants actifs qui prouvent ces bénéfices du circuit actif sont appelés en général des interrupteurs de puissance. Dans la pratique un interrupteur peut être un FET, un transistor bipolaire, un IGBT, un thyristor, ou un GTO. La caractéristique importante de tous ces composants est que la fermeture du composant est déterminée par un circuit de commande. Cela est contraire au circuit passif à pont à diodes qui s'ouvre et se ferme par les formes d'ondes, sans aucune possibilité d'intervention ou de contrôle.

Dans la littérature, on trouve une variété de prérégulateurs ca-cc qui améliorent le courant d'entrée de manière à minimiser le taux de distorsion harmonique. Le premier objectif du prérégulateur est de tirer un courant d'entrée avec un faible contenu harmonique. Le prérégulateur utilise un convertisseur cc-cc qui force le courant d'entrée à suivre la forme d'onde désirée. Généralement, le courant haché est obtenu en contrôlant le courant dans une inductance selon deux modes: mode 1 où l'interrupteur est fermé et mode 2 où l'interrupteur est ouvert. La nature du transfert d'énergie pour chaque mode détermine le type du convertisseur: survolteur, dévolteur, survolteur-dévolteur. Des éléments de stockage additionnels, des inductances, ou des transformateurs d'isolement peuvent être ajoutés à ces types de base pour définir des convertisseurs tels que: conduction directe (Forward), conduction inverse (Flyback), Cuk, Sepic qui peuvent tous être utilisés comme prérégulateurs de puissance.

Dans ce chapitre, primo, on introduit une étude comparative de différents prérégulateurs ca-cc afin de nous permettre d'analyser le prérégulateur le plus adéquat à notre application. Secondo, nous rappelons les principales méthodes de contrôle qu'on peut adopter à la structure choisie. Nous aborderons, à la fin de ce chapitre, un exemple de commande appliquée au convertisseur survolteur et qui peut être appliquée aux différents convertisseurs en exploitant leurs particularités structurelles.

## **2.2 Étude comparative de structures cc-cc utilisée comme prérégulateur**

### **2.2.1 Convertisseur survolteur (Boost)**

Le convertisseur survolteur est le plus populaire des convertisseurs pour les prérégulateurs de correction du facteur de puissance. Ce prérégulateur est généralement constitué par un pont à diodes suivi d'un convertisseur de puissance cc-cc, comme montré dans la figure 2.1. Le convertisseur survolteur est caractérisé par le fait que de la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée [7].

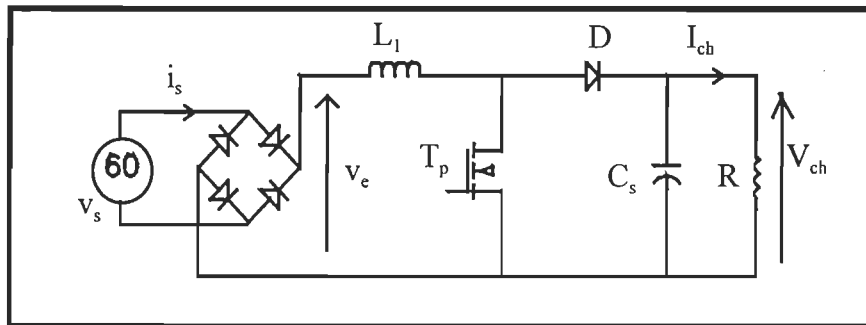


Figure 2.1: Convertisseur survolteur

#### **2.2.1.1 Principe de fonctionnement**

Durant chaque période de commutation, le convertisseur survolteur opère dans deux modes de fonctionnement, tel qu'illustré à la figure 2.2:

**Mode 1** (fig.2.2.a) l'interrupteur  $T_p$  est conducteur pendant le temps  $d \cdot T_c$ . L'énergie est stockée dans l'inductance  $L_1$ , la diode est bloquée.

**Mode 2** (fig.2.2.b) l'interrupteur  $T_p$  est bloqué ce qui entraîne la décharge de l'inductance dans la charge R. Cette décharge n'est possible que si  $V_{ch} > V_e$ .

La figure 2.3 représente l'évolution des grandeurs en mode de conduction continue.

La condition  $V_{L,moyen} = 0$  en régime permanent impose  $V_e = V_{T,moyen}$ , donc

$$V_{ch} = \frac{V_e}{(1-d)} \quad (2.0)$$

La tension normalisée notée m est telle que :

$$m = \frac{1}{1-d} \quad (2.1)$$

Pour d compris entre 0 et 1, la tension de sortie est toujours supérieure à  $V_e$ . Le montage est donc élévateur de tension.

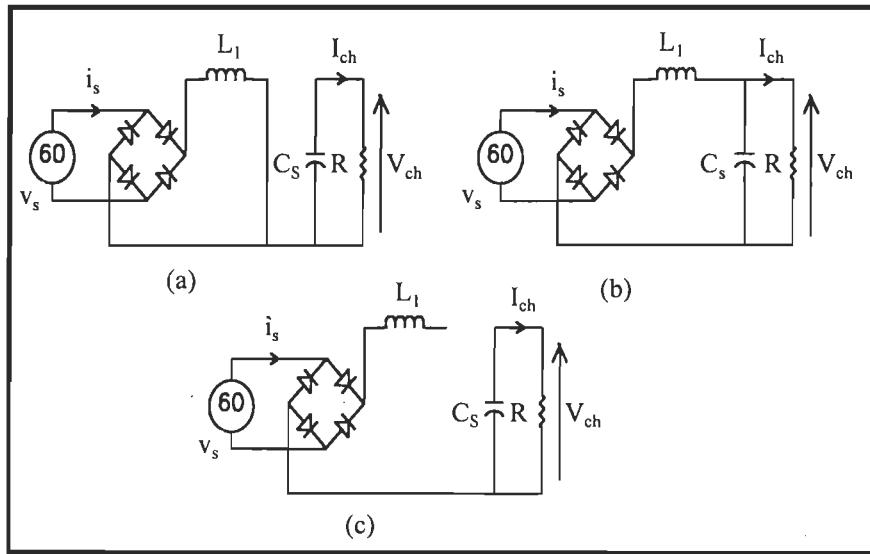


Figure 2.2: Modes d'opération du convertisseur survolteur a) et b) mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue

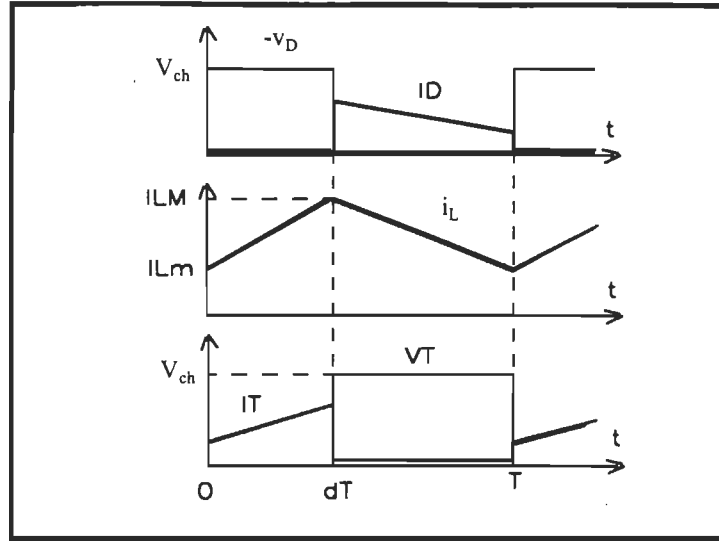


Figure 2.3: Formes d'ondes en conduction continue

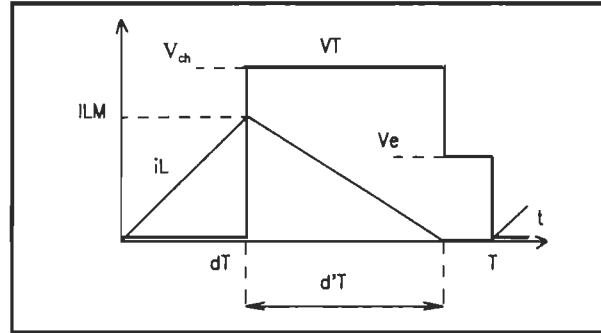


Figure 2.4: Formes d'ondes du courant d'entrée en conduction discontinue

### 2.2.1.2 Fonctionnement en conduction discontinue

Le régime discontinu est lié à l'existence d'un courant moyen absorbé inférieur à la demie-ondulation du courant dans l'inductance  $L_1$ . La figure 2.4 représente l'évolution des grandeurs d'entrée dans ce régime.

Donc le rapport de conversion en mode discontinu est [9]:

$$m = 1 + \frac{d^2 V_e}{2 L_1 f_c I_{ch}} \quad (2.2)$$

L'équation (2.2) normalisée prend la forme

$$m = 1 + \frac{d^2}{2 \delta} \quad (2.3)$$

$$\text{où } \delta = \frac{L_1 f_c I_{ch}}{V_e}$$

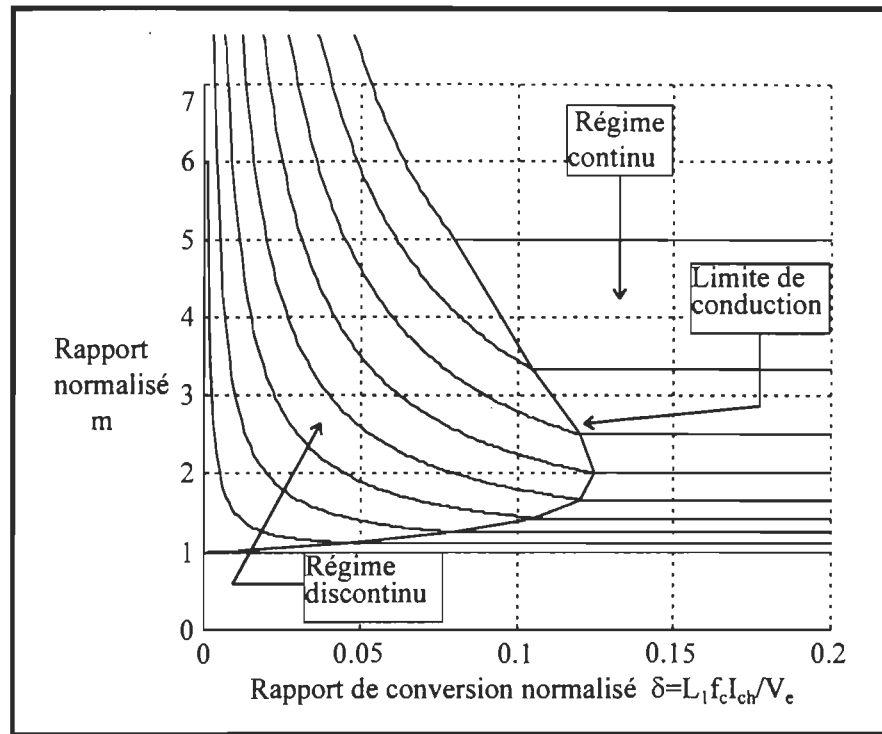


Figure 2.5: Caractéristiques de sortie du convertisseur survolteur

Les caractéristiques de sortie  $m(\delta)$ , paramétrées par  $\delta$ , sont des hyperboles en conduction discontinue. La limite de conduction discontinue correspond à  $d'=1-d$ , avec  $V_{ch} = V_e / (1-d)$ . Les caractéristiques de sortie complètes ainsi obtenues sont représentées à la figure 2.5.

## 2.2.2 Convertisseur dévolteur (Buck)

Le convertisseur dévolteur est utilisé dans les applications où l'on désire avoir une tension de sortie inférieure à la tension d'entrée. Le schéma de principe est donné dans la figure 2.6. Le prérégulateur dévolteur est constitué d'un pont à diodes suivi d'un convertisseur dévolteur cc-cc [10]. Ce prérégulateur est souvent utilisé dans les applications de puissance élevée à faible fréquence de commutation.

### 2.2.2.1 Principe de fonctionnement

Durant chaque période de commutation, le prérégulateur dévolteur opère dans deux modes tel que montré à la figure 2.7.

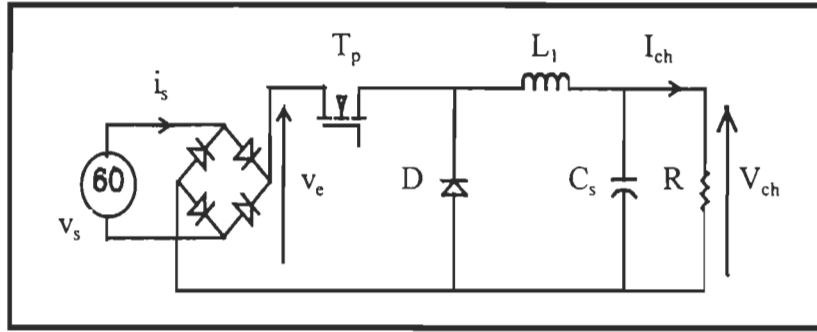


Figure 2.6: Convertisseur dévolteur

**Mode 1** (fig.2.7.a) l'interrupteur  $T_p$  est fermé pendant la fraction  $d \cdot T_c$  de la période de découpage  $T_c$ . La source primaire fournit l'énergie à la charge  $R$  et à l'inductance  $L_1$ .

**Mode 2** (fig.2.7.b) l'interrupteur  $T_p$  est bloqué et la diode de roue libre  $D$  assure la continuité du courant et la décharge de  $L_1$  dans  $R$  et  $C_s$ .

Les formes d'ondes en conduction continue sont présentées à la figure 2.8. La tension de sortie est ajustée en agissant sur le rapport  $d$ . En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de  $L_1$  est nulle, ce qui impose:

$$m = \frac{V_{ch}}{V_e} = d \quad (2.4)$$

Par définition,  $0 \leq d \leq 1$ , ce qui induit que le montage est abaisseur de tension.

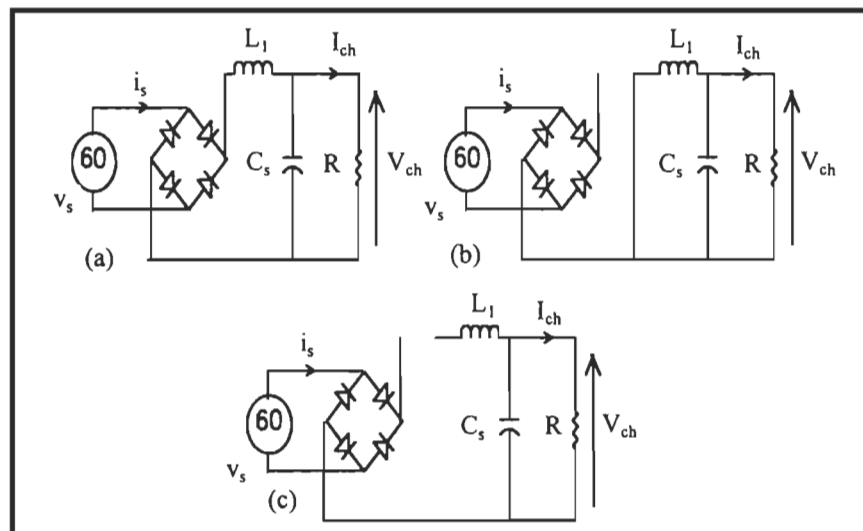


Figure 2.7: Modes d'opération du convertisseur dévolteur a) et b) mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue

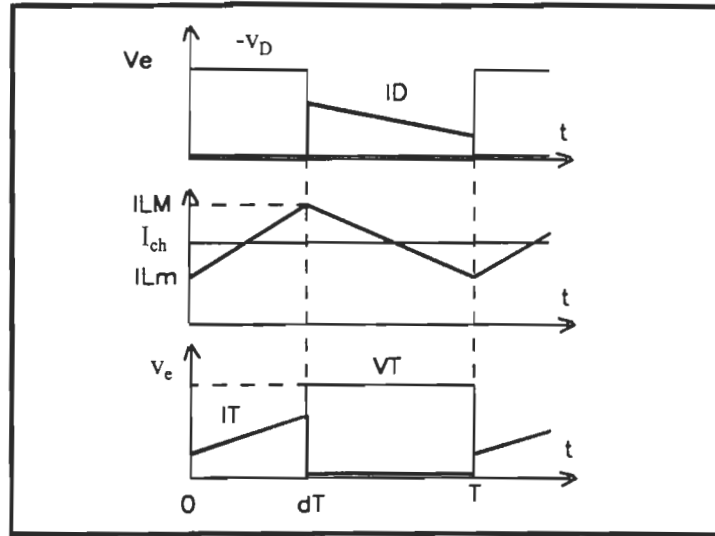


Figure 2.8: Formes d'ondes en conduction continue

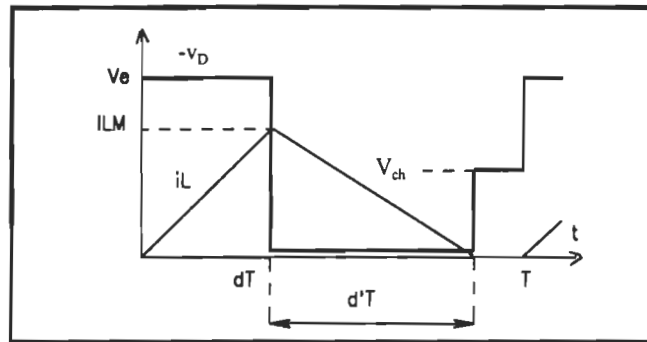


Figure 2.9: Forme du courant d'entrée en conduction discontinue

#### 2.2.2.2 Fonctionnement en conduction discontinue

Ce régime correspond à l'annulation du courant  $i_L$  sur la période de fonctionnement. Cet événement se produit lorsque le courant moyen absorbé par la charge est inférieur à  $\Delta I_L/2$ . La figure 2.9 montre les formes d'ondes associées.

On déduit que la fonction de transfert de sortie est [9]:

$$\frac{V_{ch}}{V_e} = \frac{1}{1 + \frac{2L_1 f_c I_{ch}}{d^2 V_e}} \quad (2.5)$$

La caractéristique normalisée  $m(\delta)$ , découle donc de la relation suivante:



$$m = \frac{1}{1 + \frac{2\delta}{d^2}} \quad (2.6)$$

Dans le plan  $m(\delta)$ , ceci se traduira par une courbe limite parabolique correspondant à la forme de  $\Delta I_L(d)$ . On peut alors déduire de ce qui précède l'allure des caractéristiques de sortie (figure 2.10).

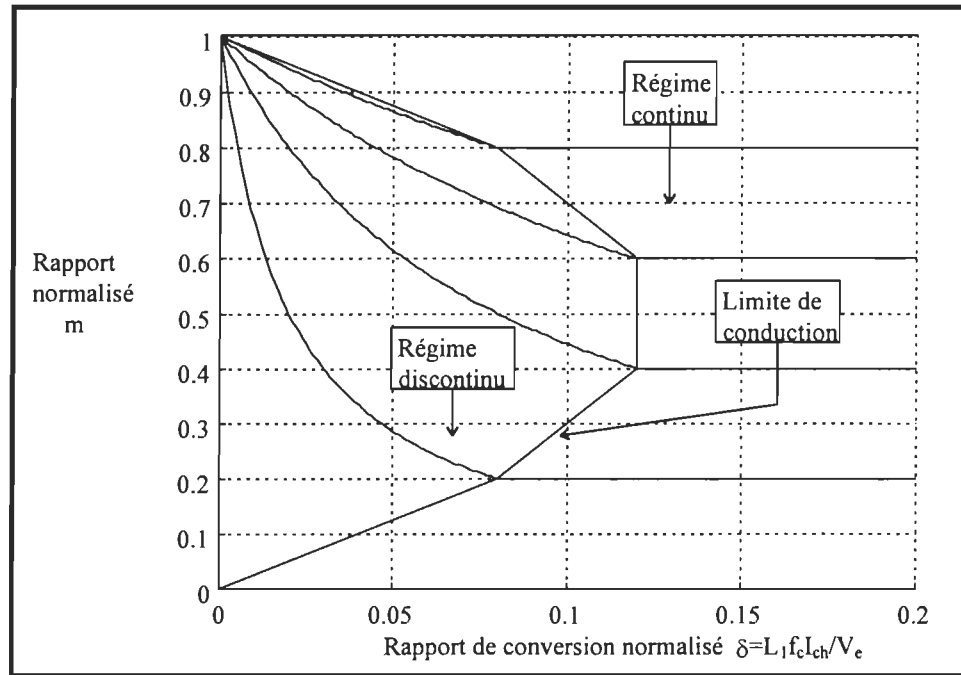


Figure 2.10: Caractéristiques de sortie du convertisseur dévolteur

### 2.2.3 Prérégulateur dévolteur-survolteur (Buck-Boost)

Le troisième type du prérégulateur est le dévolteur-survolteur [11]. Le schéma de principe est donné dans la figure 2.11. Ce prérégulateur est constitué d'un pont à diodes suivi par le convertisseur survolteur-dévolteur cc-cc. Ce convertisseur est caractérisé par une tension de sortie qui peut être inférieure ou supérieure à la tension d'entrée, mais avec un courant haché à l'entrée et la sortie contrairement au convertisseur survolteur.

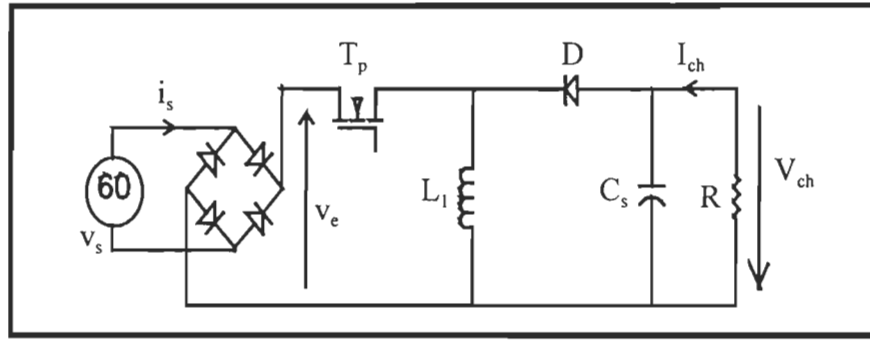


Figure 2.11: Convertisseur survolteur-dévolteur

### 2.2.3.1 Principe de fonctionnement

Durant chaque cycle de commutation, le prérégulateur survolteur-dévolteur opère dans les deux modes indiqués à la figure 2.12:

**Mode 1** (Fig.2.12.a) l'interrupteur  $T_p$  est conducteur pendant le temps  $d \cdot T_c$ . L'énergie est stockée dans  $L_1$  et la tension de sortie est négative par rapport au point commun: la diode  $D$  est alors bloquée.

**Mode 2** (Fig.2.12.b) le blocage de l'interrupteur  $T_p$  provoque la décharge de l'inductance dans la charge  $R$  et le condensateur  $C_s$ . Cette décharge peut être totale ou partielle.

La condition  $v_{L, \text{moyen}} = 0$  impose  $dV_e = (1-d)V_{ch}$ , dont on déduit:

$$\frac{V_{ch}}{V_e} = \frac{d}{1-d} \quad (2.7)$$

La tension de sortie est négative par rapport à la référence de la source d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon que le rapport cyclique est supérieur ou inférieur à 0.5.

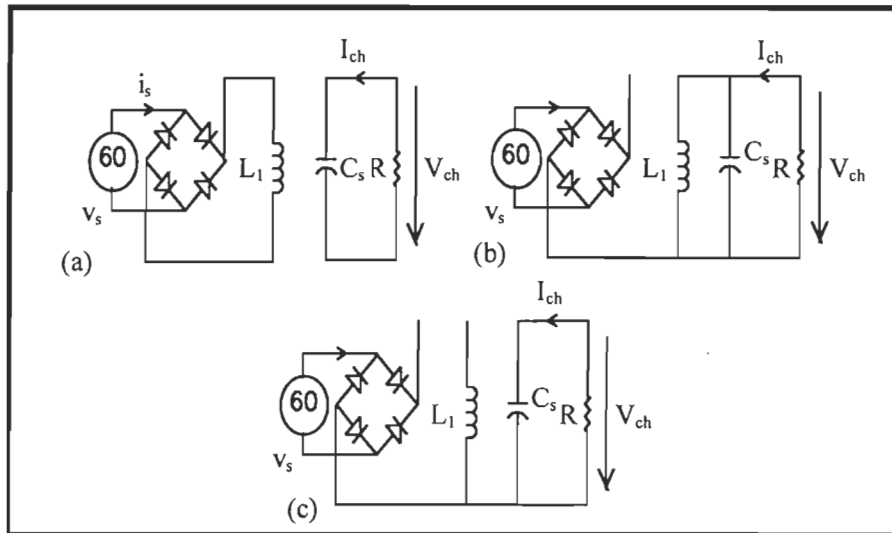


Figure 2.12: Mode d'opération du convertisseur survolteur-dévolteur  
a) et b) en mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue

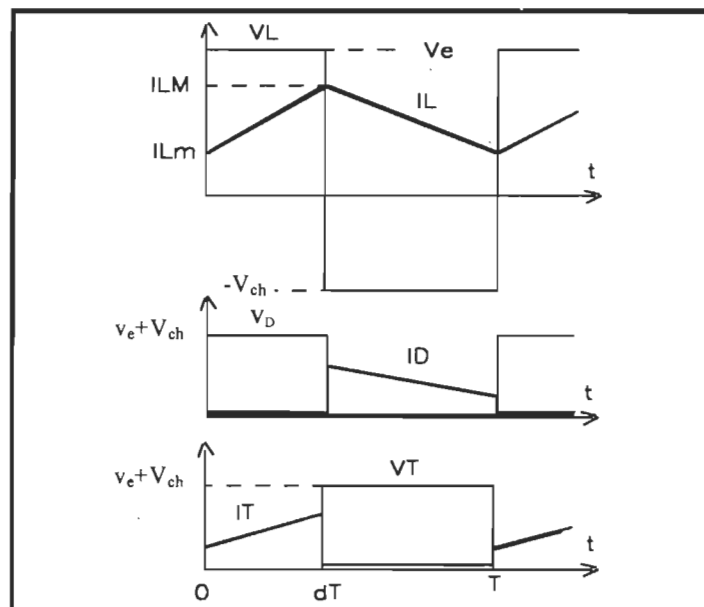


Figure 2.13: Formes d'ondes en conduction continue

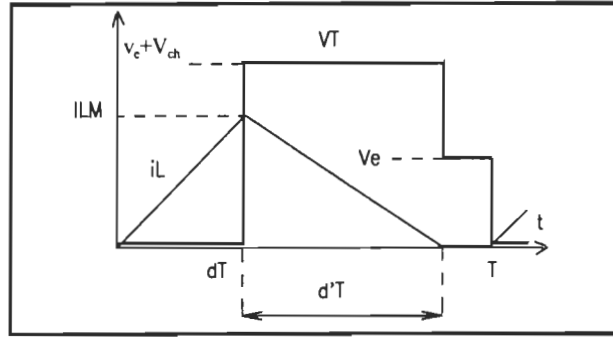


Figure 2.14: Forme du courant d'entrée en conduction discontinue

### 2.2.3.2 Fonctionnement en conduction discontinue

Comme avec le prérégulateur survolteur, avec une inductance suffisamment petite, le prérégulateur survolteur-dévolteur peut être opéré dans le mode de conduction discontinue. De façon similaire aux deux convertisseurs précédents, le régime discontinu est atteint lorsque le courant dans l'inductance de stockage s'annule avant la fin de la période (figure 2.14). Le rapport de conversion dans ce mode est [9]:

$$\frac{V_{ch}}{V_e} = \frac{d^2 V_e^2}{2L_1 f_c I_{ch}} \quad (2.8)$$

Les caractéristiques normalisées  $m(\delta)$  découlent donc des relations suivantes:

$$\text{en régime continu} \quad m = \frac{d}{1-d} \quad (2.9)$$

$$\text{en régime discontinu} \quad m = \frac{d^2}{2\delta} \quad (2.10)$$

Les caractéristiques de sortie  $m(\delta)$  sont toujours des hyperboles, en conduction discontinue. Il est intéressant de noter, dans ce régime et à  $d$  donné, que le convertisseur fonctionne à puissance de sortie constante. Les caractéristiques de sortie sont représentées à la figure 2.15. Un condensateur sera requis à l'entrée du prérégulateur survolteur-dévolteur pour enlever la composante de la fréquence de commutation de la forme du courant. Le résultat devra être un courant presque sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau sans aucune boucle de contrôle du courant.

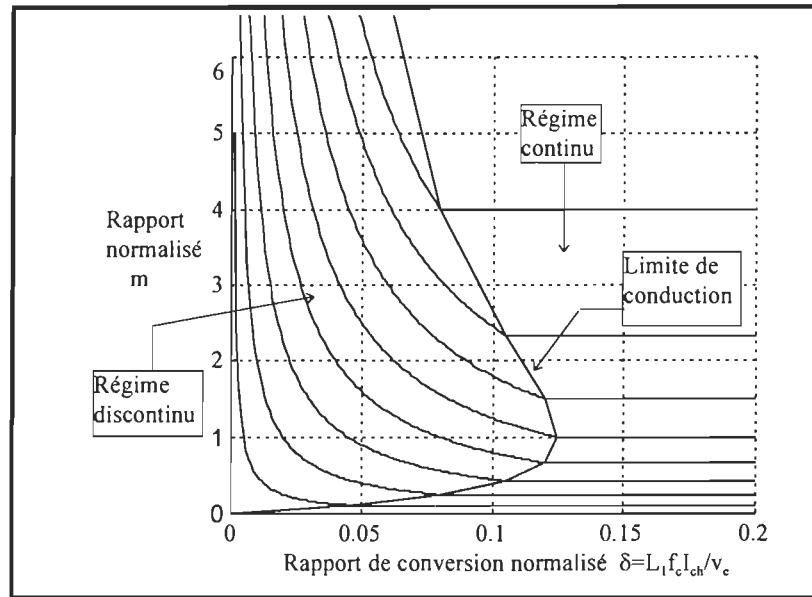


Figure 2.15: Caractéristiques de sortie du convertisseur survolteur-dévolteur

#### 2.2.4 Prérégulateur Cuk

Le prérégulateur Cuk est une configuration spéciale. Il est nouveau par rapport aux autres cités dans les sections précédentes. Originellement, ce convertisseur a été développé pour générer une tension de sortie élevée. En plus, le réglage de la tension de sortie est meilleur que dévolteur et survolteur comme c'est le cas du convertisseur dévolteur-survolteur et c'est une des raisons qui le rend si populaire. La deuxième considération est que, dans le mode de conduction continu, les courants d'entrée et de sortie ne sont pas ondulés et ça réduit les interférences électromagnétiques (EMI) [12]. Mais l'inconvénient de ce circuit est qu'il fournit, à la sortie, une tension dont la polarité est opposée à la tension d'entrée (voir figure 2.16).

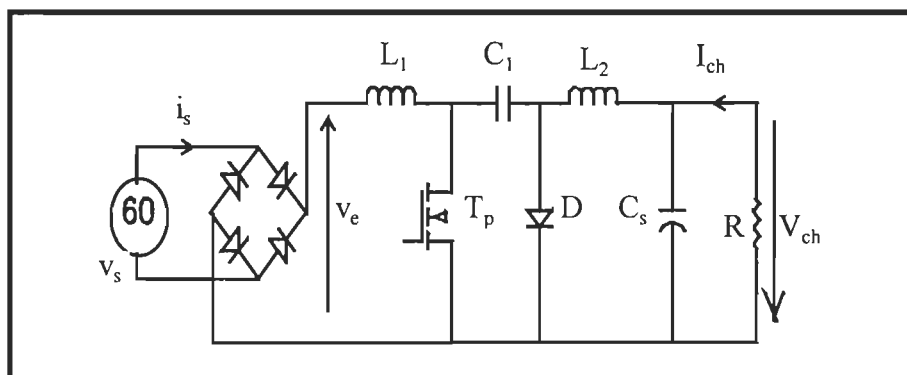


Figure 2.16: Convertisseur Cuk

### 2.2.4.1 Principe de fonctionnement

Durant chaque période de commutation, le convertisseur Cuk opère dans deux modes de fonctionnement, tel qu'illustrée à la figure 2.17:

**Mode 1** (Fig.2.17.a) pendant la fermeture de l'interrupteur  $T_p$ , nous avons:

- stockage d'énergie dans  $L_1$ .
- transfert d'énergie du condensateur  $C_1$  vers l'inductance  $L_2$  et vers la charge  $R$  et le condensateur  $C_s$ .

En conduction continue, la tension  $v_{c1}$  ne s'annule pas. La diode  $D$  est bloquée pendant cette phase.

**Mode 2** (Fig.2.17.b) le blocage de l'interrupteur  $T_p$  entraîne la conduction de la diode de roue libre  $D$  et la charge du condensateur  $C_1$ .

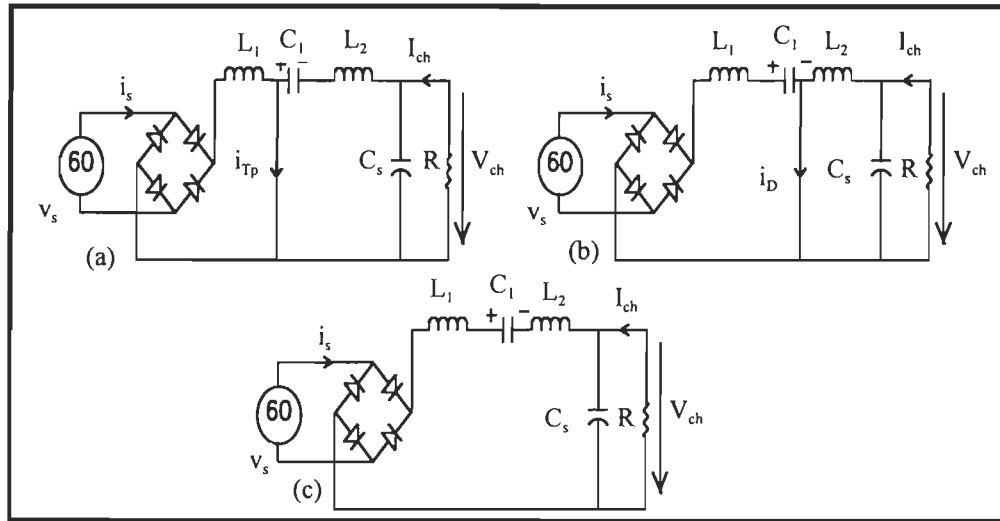


Figure 2.17: Modes d'opération du convertisseur Cuk a) et b) mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue

Les inductances  $L_1$  et  $L_2$  constituent les sources de courant nécessaires au fonctionnement du montage. Compte tenu de la complexité du montage, on néglige tout d'abord, les ondulations de courant dans les inductances et l'ondulation de tension aux bornes de condensateur  $C_1$ .

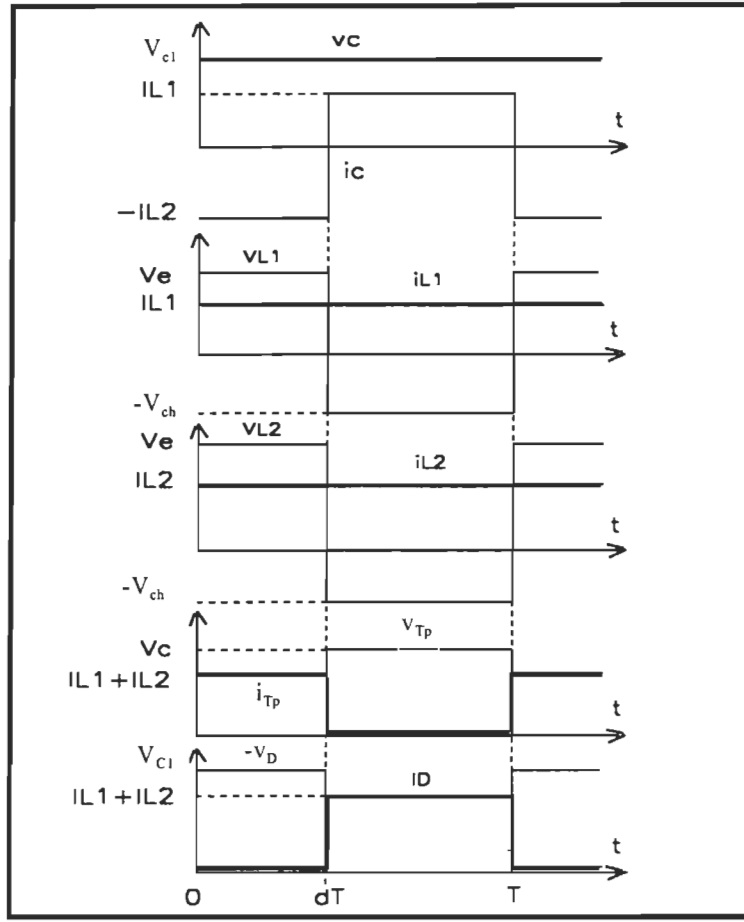


Figure 2.18: Formes d'ondes en conduction continue

#### 2.2.4.2 Fonctionnement en conduction discontinue

Ce régime est atteint lorsque le courant dans la diode s'annule avant la fin de la période de découpage. Ceci se produit lorsque la valeur moyenne du courant  $i_L = i_{L1} + i_{L2}$  devient inférieure à la demie-ondulation crête à crête de ce même courant, figure 2.19.

On déduit que la fonction de transfert de sortie est [9]:

$$\frac{V_{ch}}{V_e} = \frac{d^2 V_e}{2L_{eq} f_c I_{ch}} \quad (2.11)$$

où  $L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$

La caractéristique normalisée  $m(\delta)$ , découle donc de la relation suivante:

$$m = \frac{d^2 V_e}{2 \delta} \quad (2.12)$$

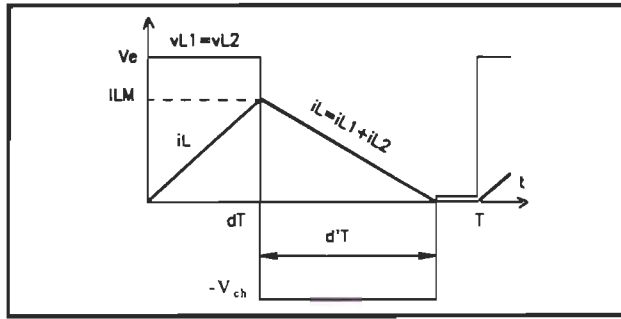


Figure 2.19: Forme du courant d'entrée en conduction discontinue

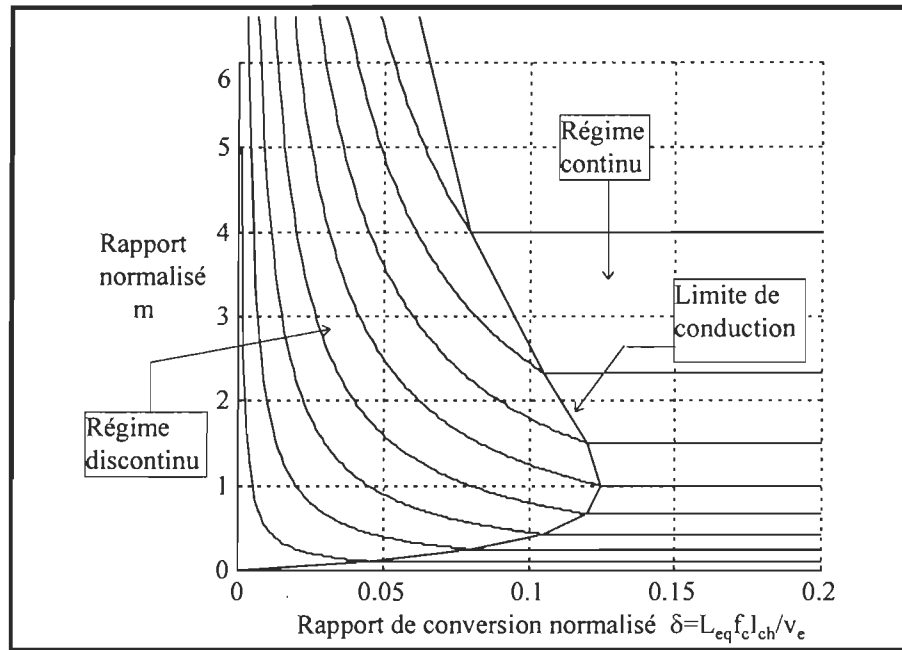


Figure 2.20: Caractéristiques de sortie du convertisseur Cuk

Les caractéristiques de sortie  $m(\delta)$ , paramétrées par  $\delta$ , sont également hyperboliques en conduction discontinue. La limite de conduction discontinue correspond à  $d'=1-d$ , avec  $V_{ch}=V_e d / (1-d)$ . Les caractéristiques de sortie complètes ainsi obtenues sont représentées à la figure 2.20.

Le prérégulateur Cuk a un avantage distinct par rapport autres cités précédemment. La tension de sortie dépend du rapport cyclique; elle est soit inférieure ou supérieure à la tension d'entrée, selon la conception du circuit. De plus la présence de l'inductance en série avec la source permet à ce convertisseur d'être bien adapté à la correction du facteur de puissance.



### 2.2.5 Prérégulateur Sepic

Le convertisseur Sepic est plus récent que les autres cités dans les sections précédentes. Il est dérivé du convertisseur Cuk. Ce circuit a été développé au laboratoire de Bell AT&T en 1970 [12,13]. Le nom Sepic est l'abréviation anglaise de *Single-Ended Primary Inductance Converter* (figure 2.21). Originellement, ce convertisseur a été conçu pour produire une tension de sortie soit supérieure ou inférieure à la tension d'entrée. La tension de sortie du convertisseur Sepic contient plus d'ondulations comparativement au convertisseur Cuk mais moins que les convertisseurs survolteur et dévolteur.

Ce convertisseur peut avoir une multitude d'extensions de sorties directionnelles, de façon plus simple que dans le cas du convertisseur Cuk, en ajoutant un transformateur à deux enroulements secondaires, une diode, et un condensateur pour chaque sortie additionnelle. Le réglage de la tension de sortie est meilleur que le survolteur et le dévolteur comme avec le convertisseur dévolteur-survolteur (le réglage de la sortie est une de plusieurs raisons de la popularité du convertisseur dévolteur-suvolteur).

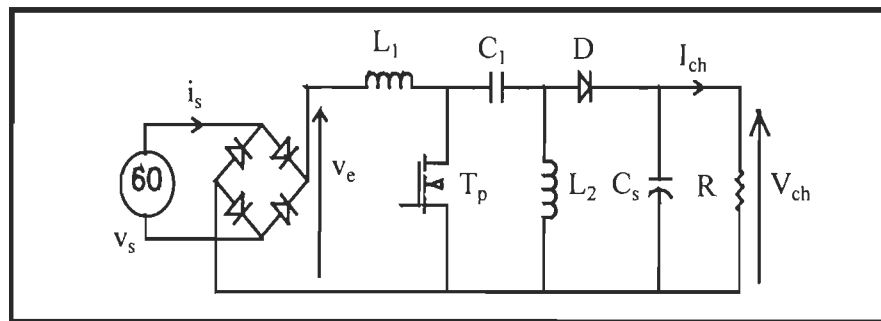


Figure 2.21: Convertisseur Sepic

#### 2.2.5.1 Principe de fonctionnement

Durant chaque période de commutation, le convertisseur Sepic opère dans deux modes de fonctionnement (voir figure 2.22):

**Mode 1** (Fig.2.22.a) pendant la fermeture de l'interrupteur  $T_p$ ,

- la tension d'entrée  $v_e$  est appliquée à l'inductance  $L_1$ , donc stockage de l'énergie dans  $L_1$ .
- transfert d'énergie du condensateur  $C_1$  vers l'inductance  $L_2$  et vers la charge  $R$  et  $C_s$ . Le courant de charge  $I_{ch}$  est maintenu constant par le condensateur  $C_s$ .

**Mode 2** (Fig.2.22.b) lorsque l'interrupteur  $T_p$  est ouvert:

- L'énergie dans  $L_1$  est déchargée dans le condensateur  $C_1$ .
- L'énergie dans  $L_2$  est transféré vers  $C_s$ .

Dans le mode de conduction continue, une certaine quantité d'énergie reste dans  $L_1$  et  $L_2$  ( $i_{L1}$  et  $i_{L2} \neq 0$ ).

À la fin de cette séquence l'interrupteur  $T_p$  est encore fermé et le cycle est répété.

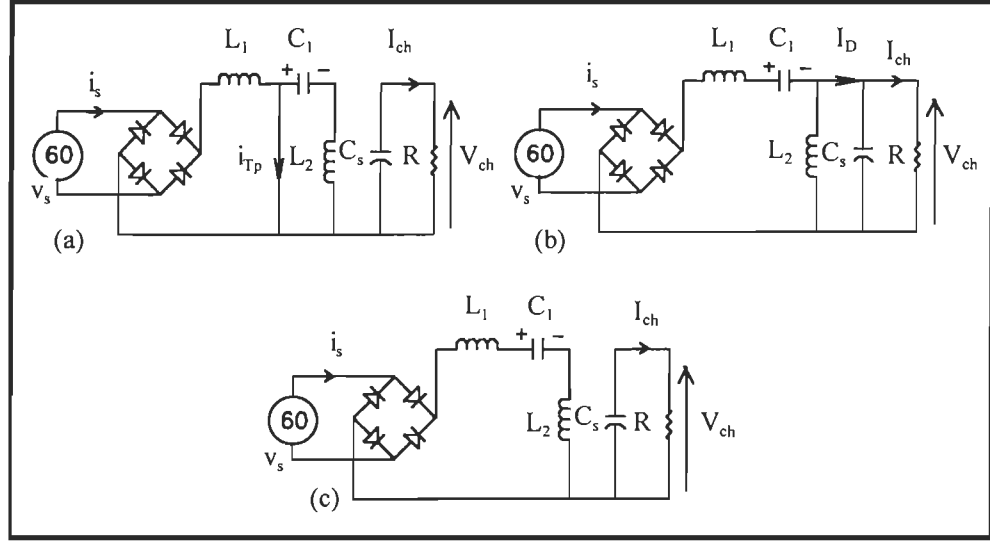


Figure 2.22 Modes d'opération du convertisseur Sepic a) et b) mode de conduction continue; c) mode de conduction discontinue

### 2.2.5.2 Fonctionnement en conduction discontinue

L'opération dans le mode de conduction discontinue ajoute une séquence additionnelle comme montré dans la figure 2.22.c. Ce régime est atteint lorsque le courant dans la diode s'annule avant la fin de la période de commutation. Ceci se produit lorsque la valeur moyenne du courant  $i_L = i_{L1} + i_{L2}$  devient inférieure à la demie-ondulation crête à crête de ce même courant (figure 2.24).

On déduit que la fonction de transfert de sortie est [9]:

$$\frac{V_{ch}}{V_e} = \frac{d^2 V_e}{2 L_{eq} f_c I_{ch}} \quad \text{avec} \quad L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (2.13)$$

La caractéristique normalisée  $m(\delta)$ , découle donc de la relation suivante:

$$m = \frac{d^2 V_e}{2 \delta} \quad (2.14)$$

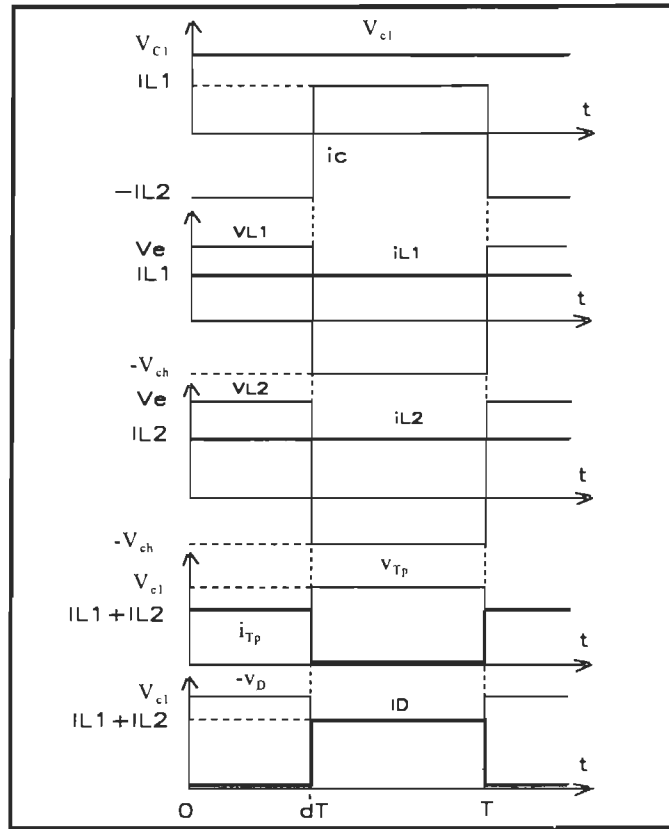


Figure 2.23: Formes d'ondes en conduction continue

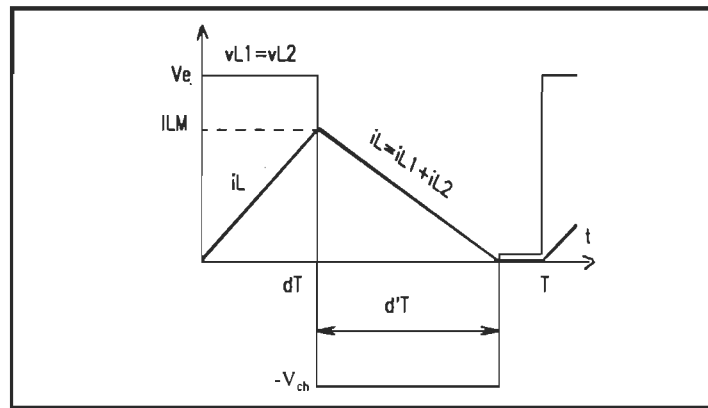


Figure 2.24: Forme du courant d'entrée en conduction discontinue

Les caractéristiques de sortie  $m(\delta)$ , paramétrées par  $\delta$ , sont également hyperboliques en conduction discontinue. La limite de conduction discontinue correspond à  $d'=1-d$ , avec  $V_{ch}=V_e d / (1-d)$ . Les caractéristiques de sortie complètes ainsi obtenues sont représentées en figure 2.25.

Le prérégulateur Sepic possède des avantages distincts par rapport autres cités précédemment. La tension de sortie dépend du rapport cyclique; elle est soit inférieure soit supérieure à la tension d'entrée, selon la conception du circuit. De plus, ce circuit fournit, à la sortie, une tension positive contrairement au convertisseur Cuk dont la polarité est opposée à la tension d'entrée. Ensuite la présence de l'inductance en série avec la source permet à ce convertisseur aussi d'être bien adapté à la correction du facteur de puissance.

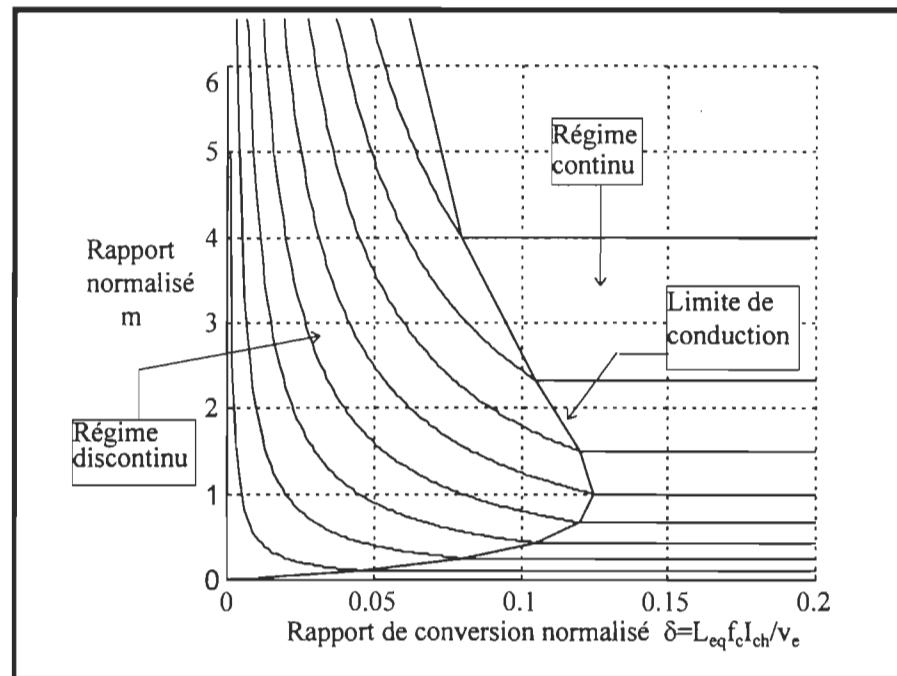


Figure 2.25: Caractéristiques de sortie du convertisseur Sepic

## 2.3 Étude de différentes méthodes de contrôle

La méthode de correction active peut être réalisée en utilisant une de ces cinq différentes méthodes de contrôle, à savoir [14]:

- méthode de contrôle à hystérésis
- méthode de contrôle à fréquence fixe avec fermeture au signal d'horloge
- méthode de contrôle à fréquence fixe avec ouverture au signal d'horloge
- méthode de contrôle à temps de fermeture constant
- méthode de contrôle à temps d'ouverture constant

En général, les convertisseurs sont cependant commandés à fréquence fixe et avec un temps de conduction de l'interrupteur variable.

### 2.3.1 Commande à fourchette (hystérésis)

La commande de courant à hystérésis exploite, quant à elle, l'ondulation de courant qui existe inévitablement dans les inductances des différents montages. Pour décrire le principe, il est intéressant d'utiliser la figure 2.26 de l'exemple de la référence [7]. Les commutations de l'interrupteur commandé correspondant à la figure 2.28 sont déterminées par l'évolution du courant de charge que l'on maintient dans une limite autour d'une grandeur de consigne. Cette dernière va permettre d'imposer la valeur moyenne du courant de sortie. On obtient ainsi une boucle de courant présentant d'excellentes caractéristiques dynamiques associées à une structure de commande très simple. On retrouve malheureusement un mode de fonctionnement à fréquence variable, dont la valeur dépend de la tension de sortie moyenne générée. En gardant l'exemple du convertisseur dévolteur, nous pouvons retrouver ce résultat en exprimant à nouveau l'ondulation de courant :

$$\Delta I_L = \frac{d(1-d)V_e}{Lf_c} \quad (2.15)$$

Dans ce type de commande,  $\Delta I_L$  est une constante. Dans le cas du convertisseur dévolteur (Buck), nous savons que  $m = d = V_{ch}/V_e$ . Nous pouvons donc écrire la relation qui lie la fréquence de commutation  $f_c$  à  $m$ :

$$f_c = \frac{V_e}{L\Delta I_L} m(1-m) \quad (2.16)$$

L'évolution parabolique de la fréquence de commutation  $f_c$  en fonction de  $m$  est représentée à la figure 2.27.

On constate que la fréquence de commande tend vers zéro, aux deux extrémités de la gamme. La fréquence maximale est obtenue pour le rapport cyclique de 0.5.

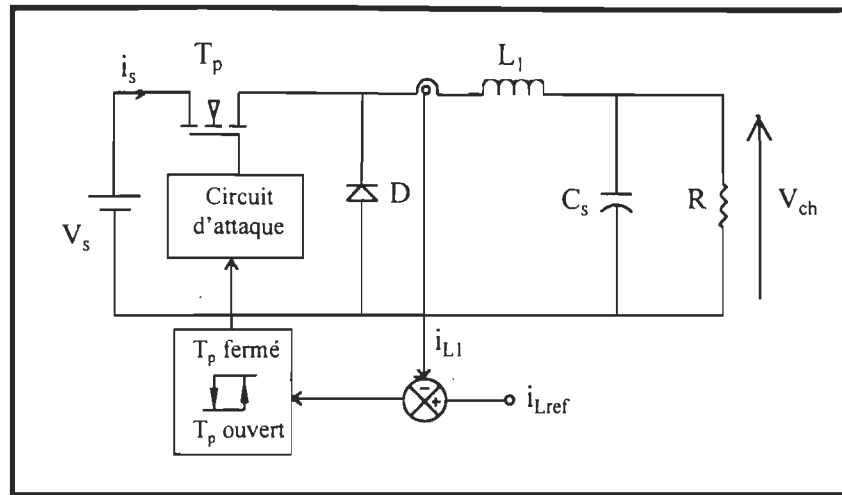


Figure 2.26: Principe de la commande hystérésis

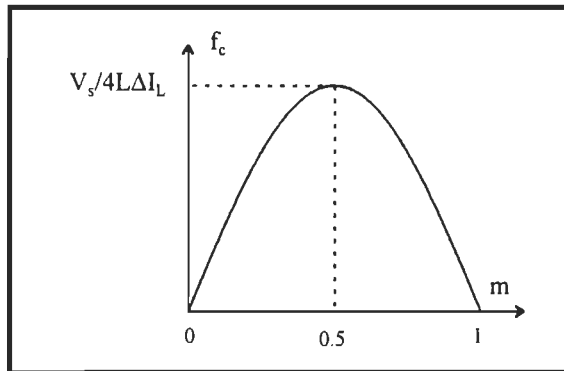


Figure 2.27: Variation de la fréquence en hystérésis

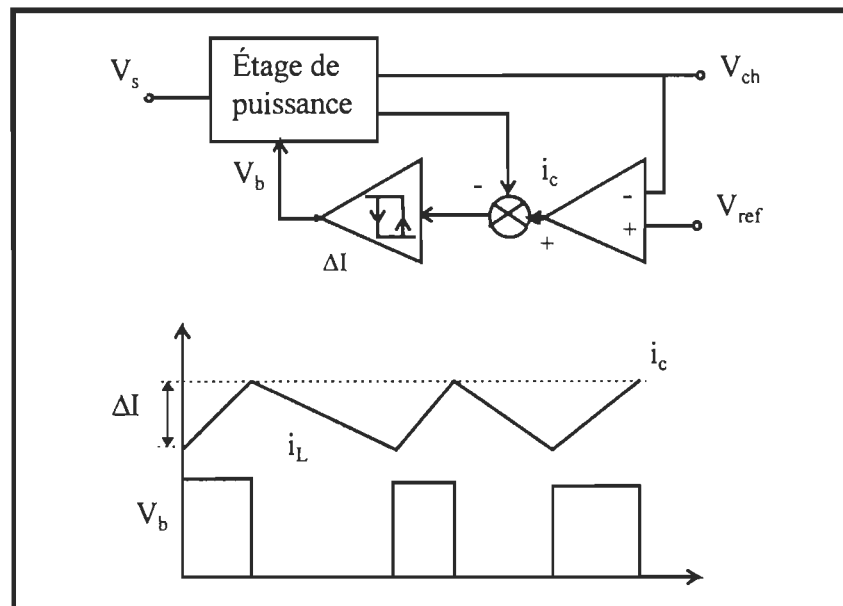


Figure 2.28: Commande à hystérésis

### 2.3.2 Commande à temps d'ouverture constant

La commande à temps d'ouverture constant est aussi un contrôleur à hystérésis. Son opération est semblable à la commande à fourchette, sauf que l'interrupteur de puissance s'ouvre pour un temps fixe correspondant à la durée que prend le courant de l'inductance pour diminuer de  $\Delta I$ . L'interrupteur de puissance devient de nouveau conducteur après que le temps d'ouverture constant soit écoulé. Le temps  $t_{off}$  est le paramètre de conception. La figure 2.29 montre l'implantation de ce contrôleur, et les allures de formes d'ondes. La différence de base entre la commande à hystérésis et la commande à temps d'ouverture constant est que la commande à hystérésis fixe les deux niveaux de courant maximum et minimum; la commande à temps d'ouverture constant fixe seulement le niveau maximum.

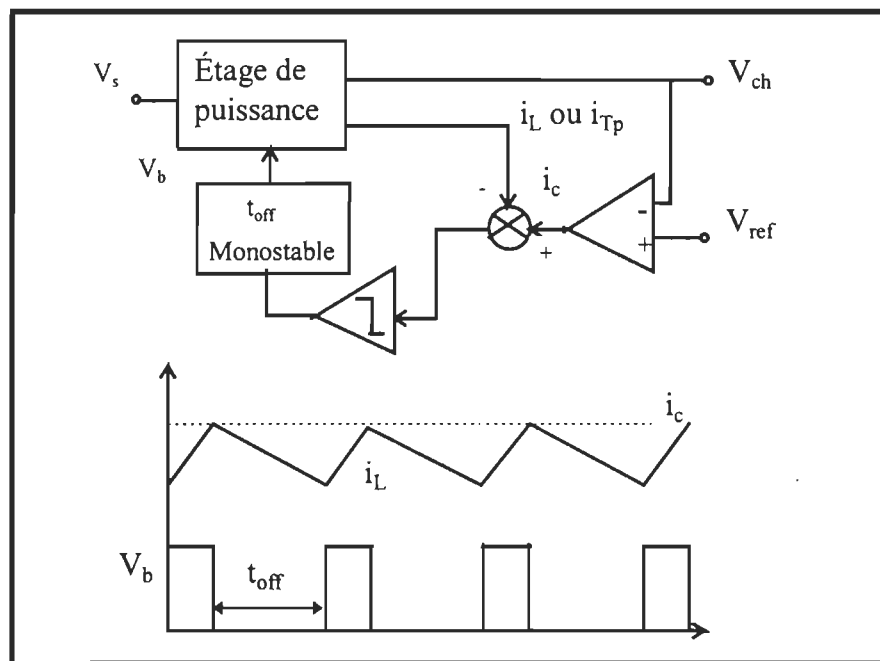


Figure 3.4: Commande à temps d'ouverture constant

### 2.3.3 Commande à fréquence fixe à fermeture au signal d'horloge

La figure 2.30 montre le bloc diagramme de la commande à fréquence fixe, dans lequel la fréquence de commutation est déterminée par un signal d'horloge. L'interrupteur de puissance se ferme lorsque l'impulsion d'horloge active la bascule R-S. Donc le courant d'inductance  $i_L$  et le courant du transistor  $i_{Tp}$  commencent à croître. La bascule R-S

est initialisée et l'interrupteur est devenu bloqué, lorsque le comparateur détecte que la somme de courant d'inductance ou de l'interrupteur et la forme d'onde de compensation  $i_{comp}$  ont augmenté à la valeur commandé par le signal de contrôle  $i_c$ . Cette commande contrôle la valeur maximale du courant.

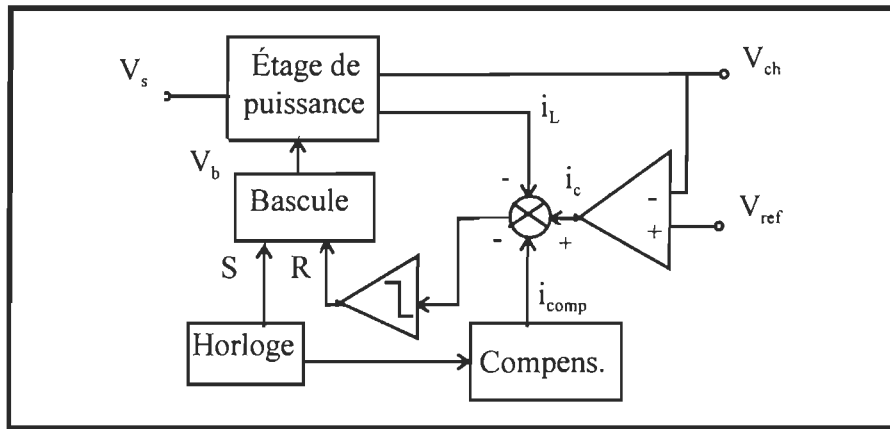


Figure 2.30: Commande à fréquence fixe à fermeture au signal d'horloge

### 2.3.4 Commande à temps de fermeture constant

La figure 2.31 montre la commande à temps de fermeture constant. Ici le comparateur et le monostable rendent l'interrupteur conducteur pendant un temps fixe, lorsque le courant d'inductance diminue au niveau de contrôle  $i_c$ . Cette méthode contrôle la vallée du courant.

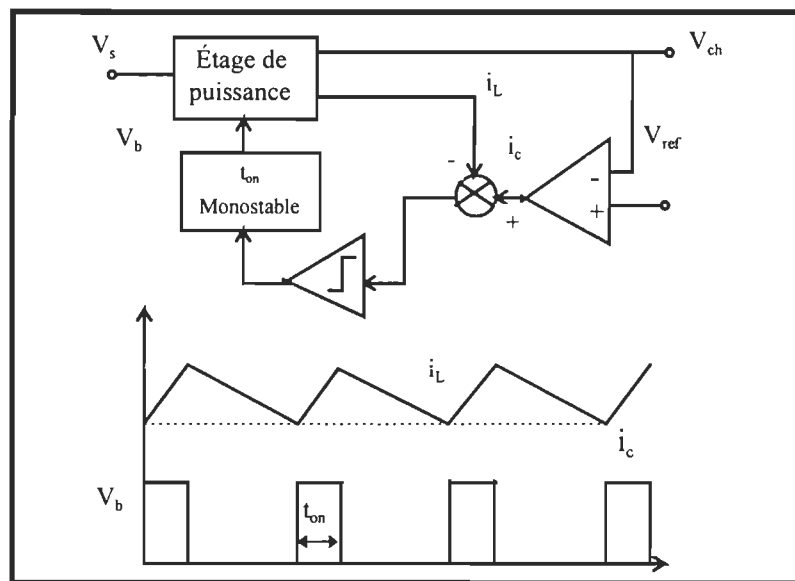


Figure 2.31: Commande à temps de fermeture constant



### 2.3.5 Commande à fréquence fixe à ouverture au signal d'horloge

La figure 2.32 montre une autre commande à fréquence fixe avec ouverture au signal d'horloge; celle là commande la vallée du courant. Ici, l'interrupteur est ouvert lorsque l'impulsion d'horloge initialise la bascule R-S. Donc le courant d'inductance commence à diminuer. L'interrupteur devient conducteur lorsque la somme du courant d'inductance  $i_L$  et le signal de compensation  $i_{comp}$  décroissent à la valeur contrôlé par le signal de commande,  $i_c$ .

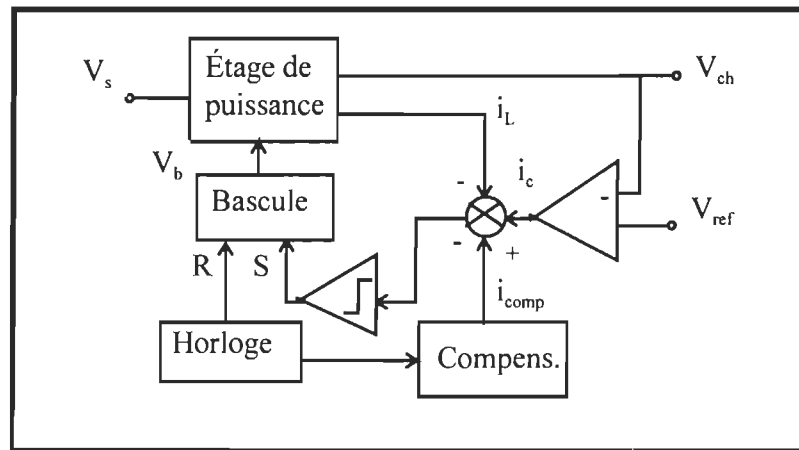


Figure 2.32: Commande à fréquence fixe à ouverture au signal d'horloge

### 2.3.6 Avantages et inconvénients

La commande du courant d'inductance à fréquence variable (hystérésis) et le contrôle de mode du courant d'inductance à fréquence fixe [7,11], ont quelques avantages et inconvénients suivant leur performance, complexité, et prix. Le choix de la méthode de contrôle dépend premièrement du niveau de puissance, du prix, et des performances visées.

Le contrôle à fréquence variable possède les avantages suivants:

- Le courant d'inductance suit exactement la tension du réseau, atteint un facteur de puissance élevé avec un faible courant d'harmonique quelque soit la tension d'entrée et la variation de la charge.
- Faible contrainte en courant du transistor quand le courant d'inductance opère dans le mode de conduction continue.
- Pas de compensation de la rampe comme le cas d'opération à fréquence fixe.

Quelques inconvénients du contrôle à fréquence variable sont:

- Courant de détection: une résistance est insérée en série avec l'inductance pour que les deux informations: le maximum et la vallée du courant d'inductance soient mesurés. Une attention doit être apportée pour réduire le bruit dans le courant détecté.
- Le circuit fonctionne à fréquence variable, ce qui rend la conception du filtre d'entrée plus compliquée.

Le mode de contrôle du courant d'inductance à fréquence fixe est semblable à celui de la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Leurs avantages sont:

- Courant de détection: seulement l'information du courant maximum dans l'inductance est requise. Un transformateur de courant inséré en série avec l'interrupteur est suffisant.
- Opération à fréquence fixe.
- Minimum de contrainte en courant dans l'interrupteur quand il fonctionne dans le mode de conduction continu.

Les inconvénients sont:

- Seulement le courant maximum d'inductance suit exactement la tension de ligne. Le courant moyen dans l'inductance est déformé au début et à la fin de demie-alternance de ligne.
- La compensation de la rampe est difficile à réaliser, puisque la pente du courant d'inductance est différente à chaque période de commutation. La compensation de la rampe est requise pour considérer la stabilité du contrôle à fréquence fixe avec un rapport cyclique supérieur à 50%.

## **2.4 Exemple du convertisseur survolteur**

Le schéma de cette structure est rappelé à la figure 2.33. Nous nous intéressons, dans cette analyse, à deux points essentiels:

- La définition de la commande du convertisseur (d) pour obtenir le résultat désiré.
- Le calcul du condensateur de sortie, à partir de la loi de commande précédemment définie.

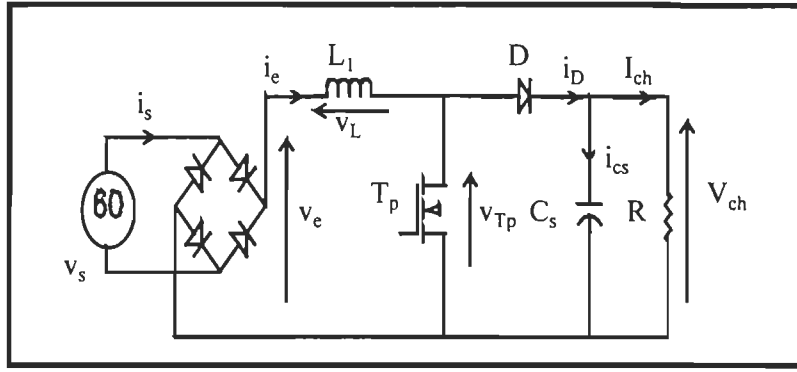


Figure 2.33: Convertisseur survolteur en absorption sinusoïdale

### 2.4.1 Fonctionnement et définition de la loi de commande

Il nous faut tout d'abord préciser que, dans cette utilisation particulière, nous allons rencontrer deux régimes fréquentiels distincts, l'un lié au découpage et pour lequel nous retrouvons les grandeurs décrites précédemment, l'autre lié à la commande nécessairement basse fréquence permettant de contrôler le courant appelé en synchronisme avec le réseau. L'écart entre les deux domaines étant très important, nous considérerons que le convertisseur se comporte, vis-à-vis des phénomènes basse fréquence, comme un amplificateur à temps continu piloté par une grandeur de commande, supposée également à temps continu, et qui est le rapport cyclique  $d$ .

Les grandeurs électriques correspondant à ce domaine seront déduites du schéma de la figure 2.33 et on peut écrire:

$$v_e - v_{Tp} = L_1 \frac{di_e}{dt} = L_1 \omega \frac{di_e}{d\theta} \quad (2.17)$$

en négligeant l'ondulation basse fréquence de  $v_{ch}$

$$v_{Tp} = (1 - d)V_{ch} \quad (2.18)$$

Sachant parallèlement que la forme de  $v_e$ , sur l'intervalle  $(0, \pi)$ , est  $v_e = V_e \sin \theta$ , on obtient:

$$V_e \sin \theta - v_{Tp} = V_e \sin \theta - (1 - d)V_{ch} = L_1 \omega \frac{di_e}{d\theta} \quad (2.19)$$

Or, sur ce même intervalle on veut obtenir  $i_e = I_e \sin \theta$ , d'où :

$$v_{Tp} = V_e \sin \theta - L_1 \omega I_e \cos \theta = V_e \sin \theta - v_{L1} \quad (2.20)$$

On remarque que pour obtenir un tel fonctionnement, la tension  $v_{Tp}$  devrait prendre des valeurs négative, ce qui impossible. Il existera donc toujours une distorsion de principe, sur le courant absorbé, dans la zone considérée. Cette distorsion diminue lorsque l'amplitude de  $v_L$  est réduite, donc lorsque  $L_1$  est réduite (fréquence de commutation élevée et (ou) ondulation de courant  $i_e$  importante à haute fréquence).

Supposons que cette distorsion soit négligeable. Des équations précédentes, on peut déduire la loi d'évolution de  $d$  qui permettra d'obtenir ce fonctionnement:

$$1 - d = \frac{V_e}{V_{ch}} \sin \theta - \frac{L_1 \omega I_e}{V_{ch}} \cos \theta \quad (2.21)$$

D'autre part, on peut définir la puissance transmise  $P=P_e=P_s$ :

$$P = \frac{V_e I_e}{2} = V_{ch} I_{ch} \quad (2.22)$$

Nous obtenons finalement :

$$d = 1 - \frac{V_e}{V_{ch}} (\sin \theta - \frac{2L_1 \omega}{V_e^2} P \cos \theta) \quad (2.23)$$

valable sur  $(0, \pi)$ .

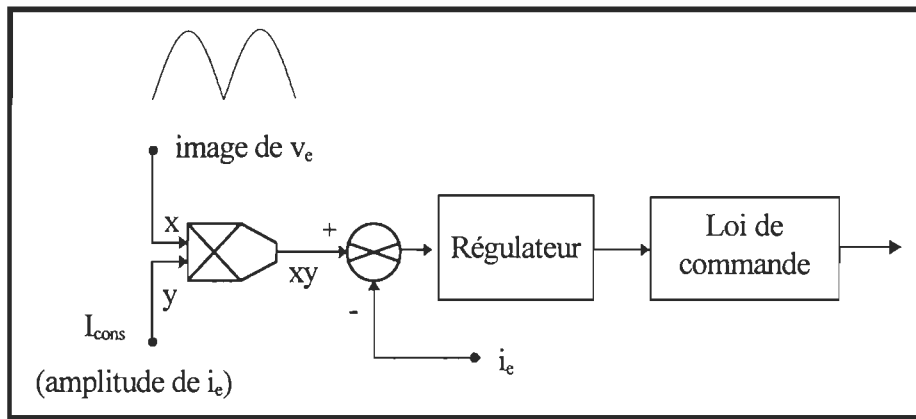


Figure 2.34: Principe de la régulation en absorption sinusoïdale

A travers (2.23), on retrouve naturellement la nécessité d'imposer une variation de  $d$ , qui dépend de la tension de sortie  $V_{ch}$  désirée, mais également de la puissance transmise à la charge. Nous avons exprimé cette loi afin de pouvoir calculer les différents éléments du montage, mais en réalité, elle est générée en boucle fermée, par un asservissement du courant d'entrée à une consigne élaborée à partir de la tension du réseau (figure 2.34).

### 2.4.2 Calcul du condensateur de sortie $C_s$

On peut définir les courants de la diode D et du condensateur  $C_s$  à partir des résultats précédents. Ainsi:

$$i_D = (1-d)i_{L1} = \frac{V_e I_e}{V_{ch}} \sin \theta * (\sin \theta - \frac{2L_1 \omega}{V_e^2} P \cos \theta) \quad (2.24)$$

et corollairement :

$$i_{cs} = i_D - I_{ch} = \frac{2P}{V_{ch}} (\sin^2 \theta - \frac{2L_1 \omega}{V_e^2} P \cos \theta \sin \theta - \frac{1}{2}) \quad (2.25)$$

soit:

$$i_{cs} = \frac{2P}{V_{ch}} (-\frac{\cos 2\theta}{2} - \frac{L_1 \omega}{V_e^2} P \sin 2\theta) \quad (2.26)$$

L'ondulation de tension aux bornes du condensateur de sortie est :

$$\partial v_{ch} = \frac{2P}{C_s \omega V_{ch}} (-\frac{\sin 2\theta}{4} + \frac{L_1 \omega}{2V_e^2} P \cos 2\theta) \quad (2.27)$$

$\partial v_s$  est donc une grandeur purement harmonique, de pulsation  $2\omega$  et d'amplitude crête-à-crête :

$$\Delta v_{ch} = \frac{P}{2C_s \omega V_{ch}} \sqrt{1 + (\frac{2L_1 \omega}{V_e^2} P)^2} \quad (2.28)$$

Si l'on fait l'hypothèse d'une faible chute de tension inductive, on obtient une expression simplifiée qui est :

$$\Delta v_{ch} = \frac{P}{2C_s \omega V_{ch}} \quad (2.29)$$

dont on peut déduire  $C_s$  en fonction de l'ondulation de tension en basse fréquence désirée. Cette hypothèse mène également à une simplification de la loi de commande précédente qui donne :

$$d = 1 - \frac{V_e}{V_{ch}} \sin \theta \quad (2.30)$$

À partir de cette expression et sachant que  $d$  ne peut être supérieur à 1, on voit que  $V_{ch}$  doit être supérieure ou égale à  $V_e$ .

### 2.4.3 Simulation

Nous avons effectué la simulation numérique d'un convertisseur survolteur et d'un circuit d'asservissement tel qu'illustré à la figure 2.34, à l'aide du programme SIMULINK™ et SIMUSEC. Le circuit simulé est représenté sur la figure 2.35.

Les paramètres de simulation sont les suivants:

- Tension d'entrée  $v_e=120$  V efficace
- Tension de sortie  $V_{ch}=300$  V continue
- La résistance de charge  $R=100\ \Omega$
- Fréquence de commutation  $f_c=50$  kHz
- Inductance de survolteur  $L_1=2$  mH
- Condensateur de sortie  $C_s=1700$  uF

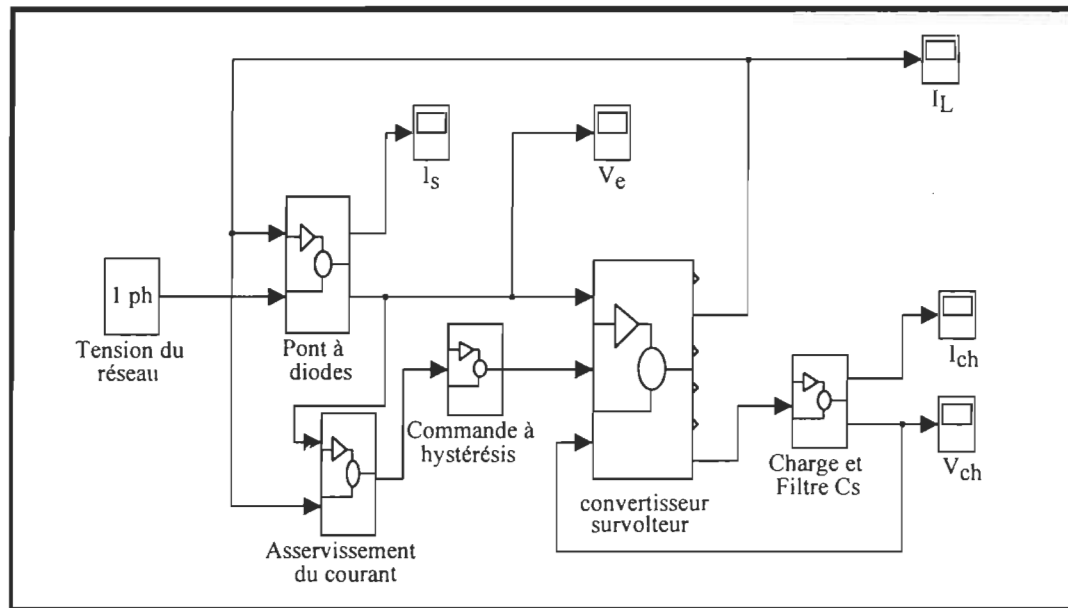


Figure 2.35: Schéma de simulation du convertisseur survolteur à hystérésis

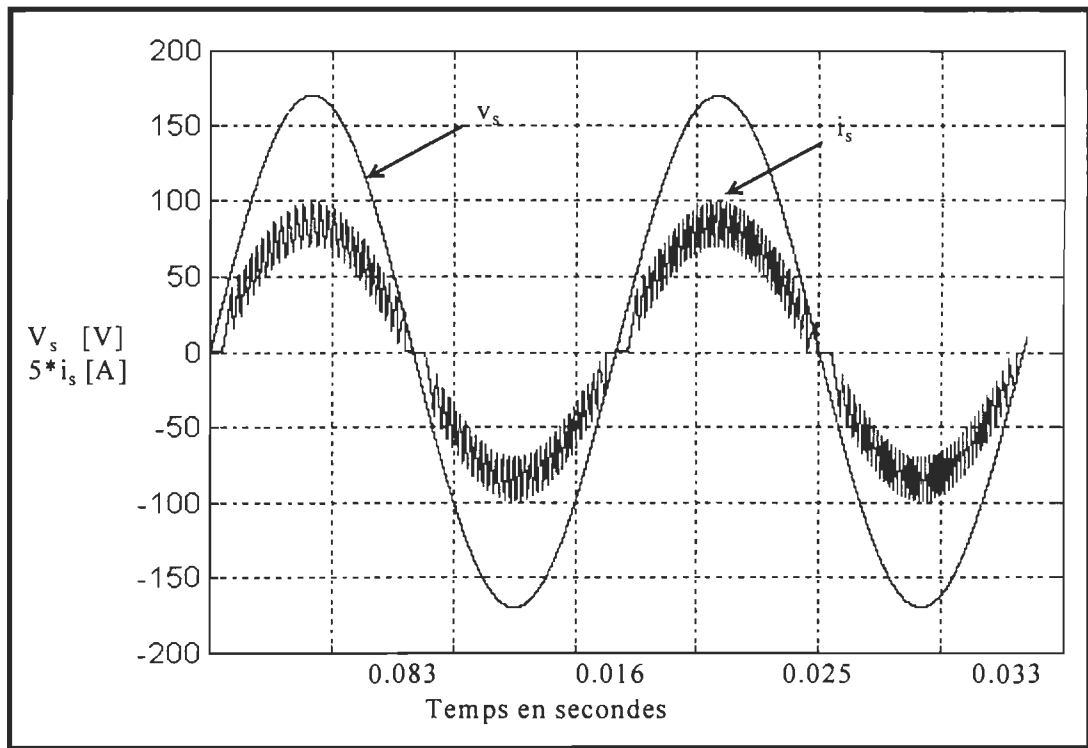


Figure 2.36: Formes d'ondes de la tension  $v_s$  et le courant  $i_s$  d'entrée.

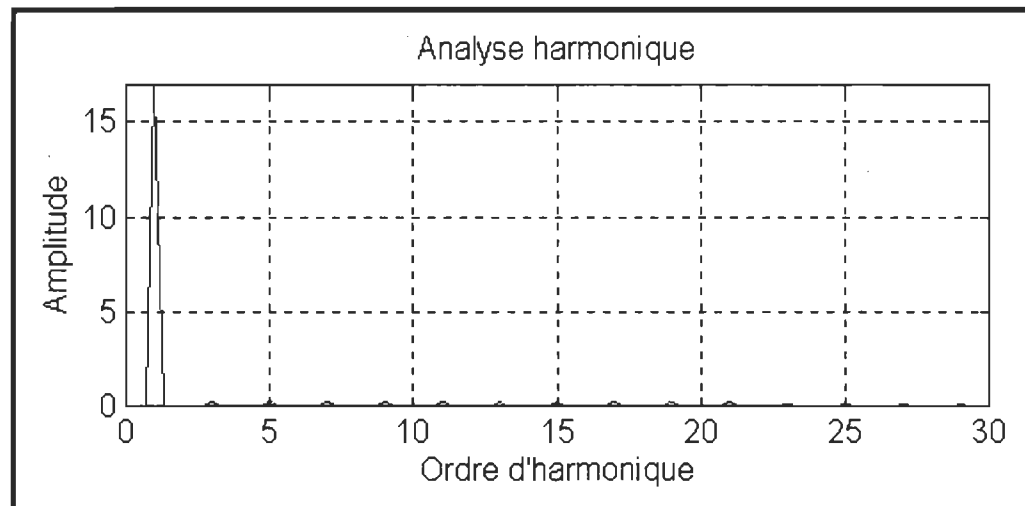


Figure 2.37 Spectre d'harmonique du courant d'entrée  $i_s$

La courbe montrée à la figure 2.36 montre l'évolution du courant d'entrée (réseau) et de la tension du réseau. De plus, l'analyse du spectre d'harmonique du courant d'entrée est montré à la figure 2.37. Le taux de distorsion harmonique est 5% d'après le spectre d'harmonique du courant d'entrée. Le facteur de puissance correspondant est de l'ordre 0.9985.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, en première partie, nous avons exposé les cinq différentes topologies de convertisseurs continu-continu à modulation de largeur d'impulsion qu'on peut utiliser comme circuit actif (*resistor emulator*) dans des systèmes prérégulateur du facteur de puissance. Ces convertisseurs sont placés entre le pont à diodes et la charge afin d'améliorer le courant d'entrée et d'avoir un facteur de puissance près de l'unité. Au tableau 2.1 on résume les avantages et les inconvénients de chacun de ces convertisseurs. Malgré ses problèmes, la topologie la plus populaire comme prérégulateur du facteur de puissance est le convertisseur survolteur, bien que les convertisseurs Sepic et Cuk présentent plusieurs avantages importants à être employés comme prérégulateur du facteur de puissance.

En deuxième partie de ce chapitre a été consacré à une étude de différentes techniques actives pour le contrôle du courant d'entrée  $i_s$ . Les résultats de simulation montrent parfaitement que les méthodes actives sont aptes à remplacer la méthode passive connue. Le principe de fonctionnement de la loi de commande que nous avons introduit permet effectivement d'améliorer le facteur de puissance. On remarque encore une fois une modification de la forme d'onde du courant d'entrée (plus sinusoïdal) avec cette méthode active. La boucle du courant permet d'améliorer la forme d'onde du courant d'entrée.

En conclusion, le convertisseur Sepic semble le mieux adapté comme circuit actif (PFP) pour la correction du facteur de puissance. Ce dernier permet d'avoir une tension supérieure ou inférieure à la tension d'entrée suivant le cahier de charges imposé. Dans le prochain chapitre, le convertisseur Sepic sera utilisé comme prérégulateur à résonance pour minimiser les pertes dans l'interrupteur.



Caractéristique	survolteur	dévolteur- survolteur	Cuk	Sepic
Position de l'inductance	Bonne	Mauvaise	Bonne	Bonne
Isolation de la source	Difficile	Facile	Facile	Facile
Tension de sortie $V_{ch}$	$> V_e$	$\nabla$	$\nabla$	$\nabla$
Capacité de démarrage	Non	Inhérente	Inhérente	Inhérente
Contrôle du courant de surcharge	Non	Oui	Oui	Oui
Tension de l'interrupteur maximale	$V_{ch}$	$V_{ch}+V_e$	$V_{ch}+V_e$	$V_{ch}+V_e$

Tableau 2.1 Comparaison des convertisseurs cc-cc

## Chapitre 3

# Étude et conception d'un convertisseur Sepic à résonance

### 3.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, le convertisseur Sepic présente plusieurs avantages par rapport aux autres convertisseurs. Entre autres, la tension de sortie peut être supérieure ou inférieure à la tension crête d'entrée. Suivant le cahier de charges, par exemple 48 volts pour le cas d'une alimentation à découpage pour un système de télécommunication, ou 220 volts pour l'alimentation d'un onduleur, un convertisseur Sepic alimenté par un réseau de 120 volts peut être retenu comme solution.

Dans ce chapitre, nous allons étudier comment le convertisseur Sepic cc-cc est utilisé comme prérégulateur du facteur de puissance (section 3.2), par la suite nous donnons les limites entre le mode de conduction continue et le mode de conduction discontinue (section 3.3). Nous présenterons ensuite dans la section 3.4 une analyse du convertisseur Sepic Quasi-Résonnant à Interrupteur à Courant Nul (CQR-ICN) utilisé comme Prérégulateur du Facteur de Puissance (PFP) dans le but de minimiser les pertes dans les interrupteurs de puissance, d'améliorer la fréquence de commutation et d'avoir un facteur de puissance proche de l'unité. Nous préciserons également les problèmes spécifiques liés à la variation de la charge et de la tension d'entrée. L'analyse structurelle sera conduite dans le plan de phase. Elle nous permettra de dégager simplement les caractéristiques de sortie de ce convertisseur et d'examiner la fréquence de commutation normalisée.

Puisque nous souhaitons réaliser un convertisseur à résonance, nous rappellerons brièvement le principe de la résonance en annexe B en indiquant de quelles façons les différents interrupteurs à commutation naturelle sont faits.

### **3.2 Utilisation du convertisseur Sepic à MLI comme prérégulateur du facteur de puissance**

Analysons un convertisseur cc-cc quelconque (MLI ou résonnant) employé dans un PFP, dans lequel le courant moyen d'entrée dans une période de commutation du convertisseur,  $i_e$ , a la même forme que la tension d'entrée  $v_e$  du convertisseur, dû à une boucle de rétroaction du courant d'entrée (voir figure 3.3.a). De plus, la tension et le courant d'entrée dans le convertisseur peuvent être représentés comme suit [20] :

$$\begin{aligned}v_e &= V_e |\sin \omega t| \\i_e &= I_e |\sin \omega t| \\ \omega &= 2\pi f\end{aligned}\tag{3.1}$$

où  $V_e$  et  $I_e$  sont les valeurs crête de  $v_e$  et  $i_e$  et  $f$  est la fréquence de la source d'entrée. Nous supposons que la tension de sortie  $v_{ch}$  est maintenue constante par le condensateur de filtrage  $C_s$  pendant chaque demie-alternance. Donc nous pouvons écrire:

$$v_{ch} \approx V_{ch}\tag{3.2}$$

où  $V_{ch}$  est une valeur constante. Le rapport de conversion instantané de la tension est:

$$m(\omega t) = \frac{v_{ch}}{v_e} = \frac{V_{ch}}{V_e |\sin \omega t|}\tag{3.3}$$

Cette équation montre la première considération importante: le rapport de conversion  $m(\omega t)$  change constamment dans chaque demie-alternance, d'une valeur minimum  $M$  à  $\omega t = \pi/2$  (tension crête de chaque alternance de la tension d'entrée) et recherche l'infini à  $\omega t = 0$  et  $\omega t = \pi$  (début et fin de chaque alternance de la tension d'entrée).

La seconde considération importante concerne la charge "vue" par le convertisseur cc-cc pendant chaque période du réseau. La puissance moyenne d'entrée,  $P_e$ , pendant une période de commutation est une fonction de  $\omega t$ , et elle est approximativement égale à:

$$p_e = v_e i_e = V_e I_e \sin^2(\omega t)\tag{3.4}$$

La puissance moyenne de sortie,  $p_s$ , pendant une période de commutation est

$$p_s = i_{ch} V_{ch}\tag{3.5}$$

Supposons que le rendement est égal à 1 (  $p_e = p_s$  ). Nous obtenons l'équation suivante pour le courant de sortie, d'après les expressions (3.4) et (3.5)

$$i_{ch}(\omega t) = \frac{V_e I_e}{V_{ch}} \sin^2 \omega t \quad (3.6)$$

De plus, la charge "vue" par le convertisseur sera:

$$r(\omega t) = \frac{V_{ch}}{i_{ch}(\omega t)} = \frac{V_{ch}^2}{V_e I_e \sin^2 \omega t} \quad (3.7)$$

Aussi, on peut calculer la puissance moyenne d'entrée et de sortie pour une demie alternance de la tension de la ligne.

Puissance d'entrée

$$P_e = \frac{V_e I_e}{2} \quad (3.8)$$

Puissance de sortie

$$P_s = \frac{V_{ch}^2}{R} \quad (3.9)$$

Sachant que le rendement est unitaire, nous obtenons donc, d'après les équations (3.8) et (3.9),

$$r(\omega t) = \frac{R}{2 \sin^2 \omega t} \quad (3.10)$$

Ceci est la deuxième considération importante du convertisseur cc-cc utilisé comme  $\dot{E}_{res}$  dans un PFP: quoique R, la charge connectée à la sortie, est maintenue constante, la valeur de la charge effective,  $r(\omega t)$ , change dans chaque demie alternance du réseau, d'une valeur minimum de  $R/2$  ( à  $\omega t = \pi/2$  ) à l'infini ( à  $\omega t = 0$  et  $\omega t = \pi$  ).

En résumé, lorsque le convertisseur Sepic est utilisé dans PFP, il travaille dans des conditions spéciales car le rapport de conversion et la charge changent constamment dans chaque demie alternance et suivent les évolutions montrées par les équations (3.3) et (3.10), respectivement. Cette considération est applicable à n'importe quel type du convertisseur cc-cc ( MLI ou résonnant ).

### **3.3 Modes de conduction du convertisseur Sepic opérant comme prérégulateur de facteur de puissance**

Le convertisseur Sepic peut opérer dans le mode de conduction continue (MCC) ou dans le mode de conduction discontinue (MCD). Plusieurs caractéristiques fort importantes du convertisseur Sepic dépendent du mode de conduction, comme: contraintes sur l'interrupteur et la diode de puissance, transfert de la puissance, contraintes sur le condensateur, pertes de commutation, niveaux d'interférences électromagnétiques (EMI), impédance en boucle ouverte et fonction de transfert en petit signal, etc..

De plus, lorsque ce convertisseur est utilisé dans un système de prérégulateur du facteur de puissance, le courant d'entrée est quasi-sinusoïdal en mode de conduction discontinue (voir les figures 3.1, 3.1.a et 3.1.b) et non sinusoïdal en mode de conduction continue (voir les figures 3.2, 3.2.a et 3.2.b). Il y a deux approches majeures réalisant des circuits de contrôle qui dépendent aussi du mode de conduction [15].:

- 1) L'approche multiplicateur "multiplier" qui est employée quand le convertisseur opère dans le mode de conduction continue. Dans ce cas, il y a deux boucles de contrôle:
  - une boucle de courant qui force le convertisseur à fonctionner de manière à ce que le courant d'entrée soit sinusoïdal. Pour fournir une tension de sortie régulée, un circuit multiplicateur est employé pour contrôler la consigne du courant sinusoïdal conformément à l'erreur de la tension de sortie (figure 3.3.a).
  - une boucle de tension qui force le convertisseur à fonctionner comme une source régulée de tension continue.
- 2) L'approche de tension suiveur opère le convertisseur dans le mode de conduction discontinue où le temps de fermeture de l'interrupteur du convertisseur est contrôlé par le signal d'erreur de la tension de sortie (voir figure 3.3.b). Comme la valeur moyenne du courant de l'inductance d'entrée dans une période de commutation est déterminée par la tension d'entrée, ce courant suit naturellement la forme d'onde sinusoïdale de la tension de ligne.

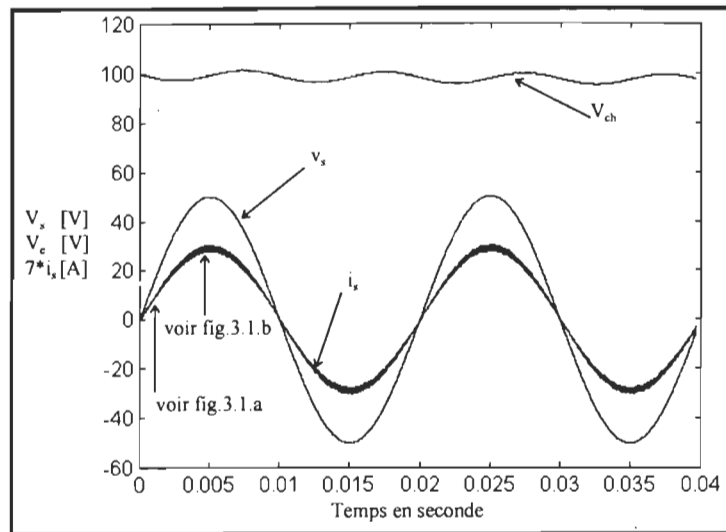


Figure 3.1 Courant et tension d'entrée, et tension de sortie en mode discontinu

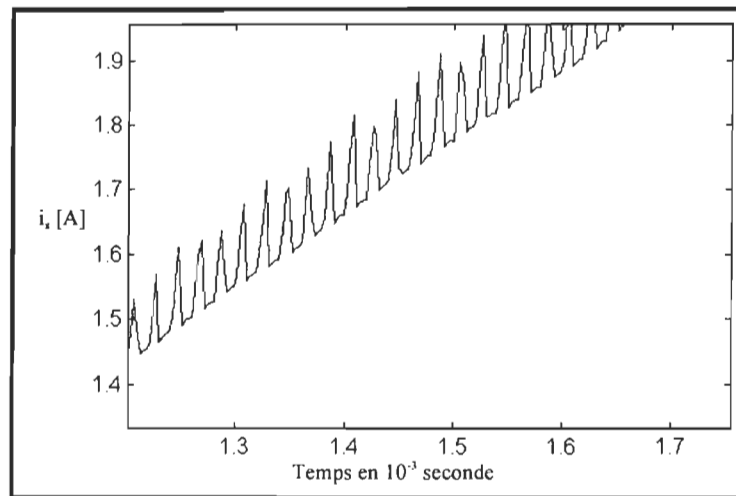


Figure 3.1.a Courant d'entrée en mode discontinu au début de l'alternance

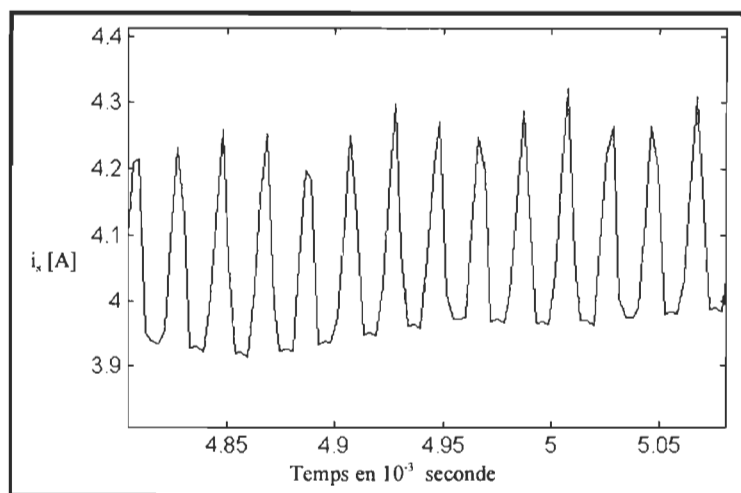


Figure 3.1.b: Courant d'entrée en mode discontinu à la moitié de l'alternance

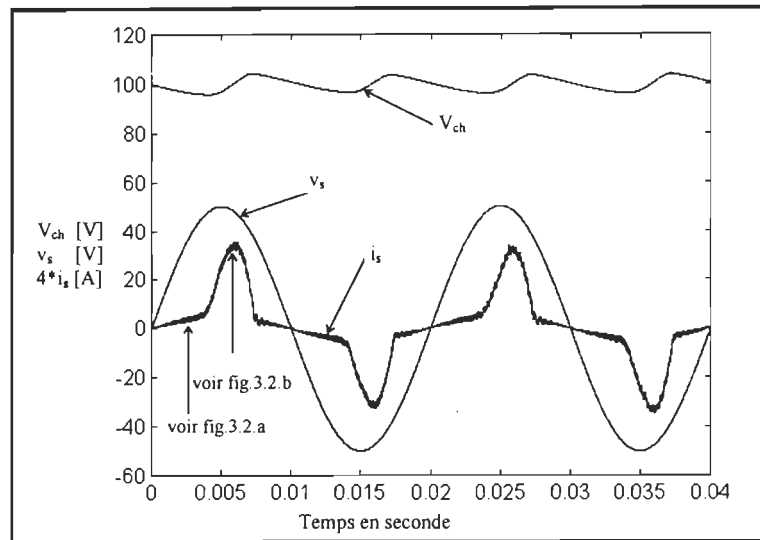


Figure 3.2: Courant et tension d'entrée, et tension de sortie en mode continu

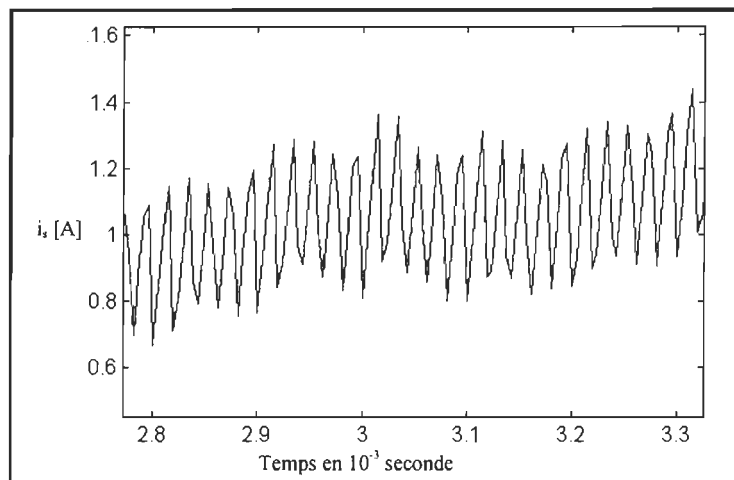


Figure 3.2.a: Courant d'entrée en mode continu au début de l'alternance

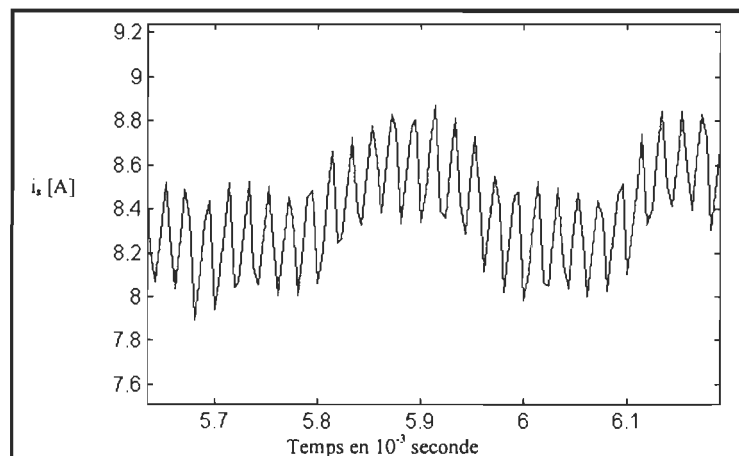


Figure 3.2.b: Courant d'entrée en mode continu à la moitié de l'alternance

Quand le convertisseur Sepic est utilisé comme PFP, comme est mentionné dans la section précédente, il fonctionne dans des conditions spéciales. La valeur de  $K_{crit}=1/(1+M)^2$  du convertisseur Sepic à modulation de largeur d'impulsion est toujours une fonction du rapport de conversion de la tension cc (annexe A). Fonctionnant comme PFP, la valeur constante du rapport de conversion de la tension continue  $M$  doit être remplacée par le rapport variable de conversion de la tension cc  $m(\omega t) = M / |\sin \omega t|$ . Donc, la valeur du paramètre limite  $K_{crit}$  sera variable dans chaque alternance de la tension d'entrée, et sera exprimée comme suit:

$$K_{crit} = K_{crit} [m(\omega t)] \quad (3.11)$$

Dû à l'expression (3.10), le paramètre  $K$  (annexe A) doit être redéfini comme suit [12]:

$$K(\omega t) = \frac{2L_{eq}}{r(\omega t)T_c} = 2 \frac{2L_{eq}}{RT_c} \sin^2 \omega t = 2K_a \sin^2 \omega t \quad (3.12)$$

où  $K_a = 2L_{eq}/RT_c$  est la valeur apparente de  $K$  et  $L_{eq}$  est l'inductance équivalente de  $L_1$  et  $L_2$  du convertisseur Sepic:  $L_{eq} = (L_1 L_2 / L_1 + L_2)$

Donc, l'opération dans le MCC et MCD peut être exprimée en modifiant l'expression (A.18) et (A.19) (annexe A) comme suit:

- MCC

$$K_a > \frac{K_{crit} [m(\omega t)]}{2 \sin^2 \omega t} \quad (3.13)$$

- MCD

$$K_a < \frac{K_{crit} [m(\omega t)]}{2 \sin^2 \omega t} \quad (3.14)$$

Notons que les deux expressions (3.13) et (3.14) peuvent être satisfaites dans les mêmes conditions d'opération du convertisseur mais pour différentes valeurs de  $\omega t$ . Dans ce cas, ces expressions nous permettent de déterminer les intervalles de  $\omega t$  dans lesquels le convertisseur opère dans le MCC et dans le MCD.

Définissons

$$K'_{crit} \equiv \frac{K_{crit} [m(\omega t)]}{2 \sin^2 \omega t} \quad (3.15)$$



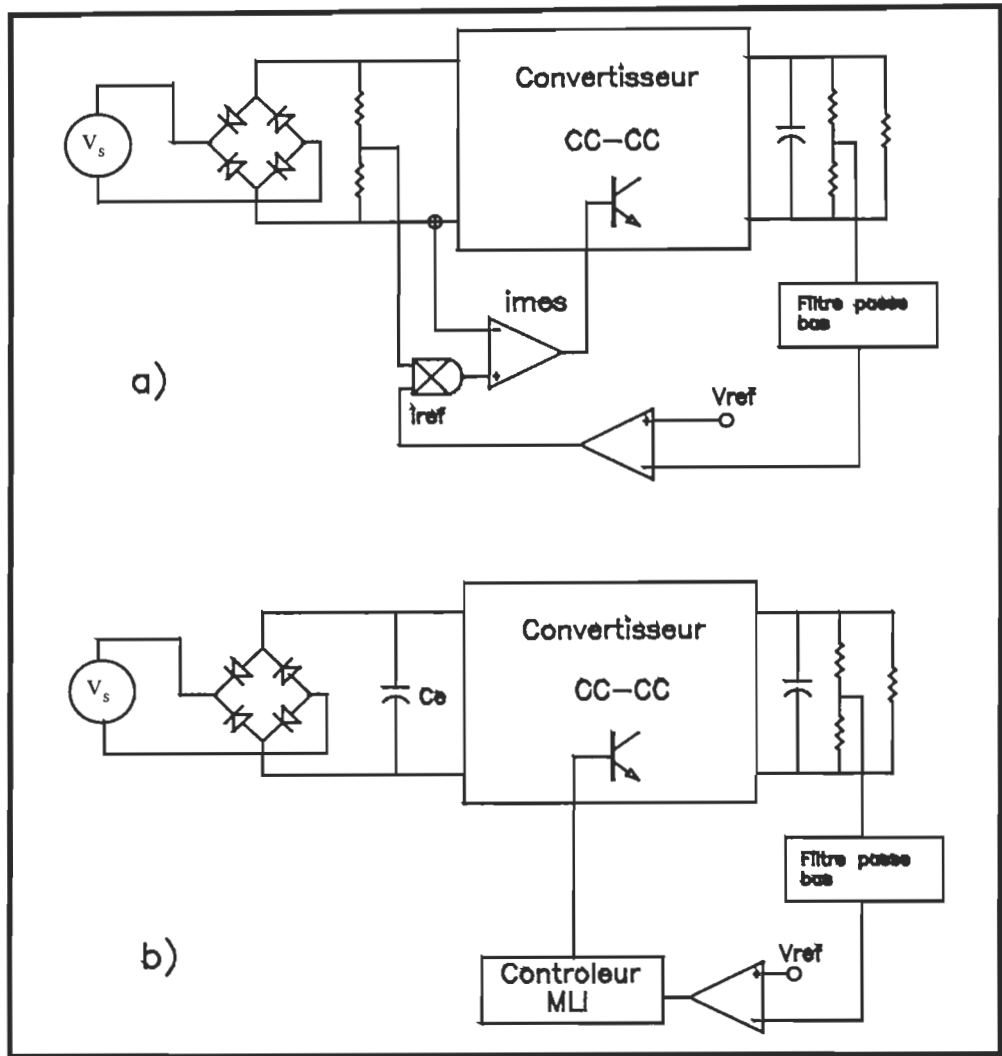


Figure 3.3: Méthodes de contrôle dans un PFP a) approche de multiplicateur  
b) approche de tension suiveur

tel que

$$K'_{\text{crit}} = \frac{1}{2(M + |\sin \omega t|)^2}$$

Cette fonction aura une valeur maximale  $K'_{\text{crit,max}}$  et une valeur minimale  $K'_{\text{crit,min}}$  entre  $0 \leq \omega t \leq \pi$ . Pour garantir que le convertisseur opère dans le MCC pour toutes valeurs de  $\omega t$ , la condition sera:

$$K_a > K'_{\text{crit,max}}$$

avec

$$K'_{\text{crit,max}} = \frac{1}{2M^2} \quad (3.16)$$

et pour garantir opération en MCD

$$K_a < K'_{\text{crit,min}} \quad (3.17)$$

avec

$$K'_{\text{crit,min}} = \frac{1}{2(M+1)^2}$$

La connaissance de la valeur  $K'_{\text{crit,min}}$  dans le convertisseur Sepic est aussi très importante comme on a mentionné précédemment parce que ce convertisseur présente une propriété très intéressante lorsqu'il travaille dans le MCD: le courant moyen d'entrée est demi-sinusoïdal quand la tension d'entrée est aussi une demie-sinusoïde, sans utiliser aucune boucle de courant de contrôle (figure 3.1). Mais requiert un filtre d'entrée supplémentaire (condensateur  $C_e$  dans la figure 3.3.b) entre le redresseur d'entrée et l'inductance d'entrée. Cependant ce condensateur ne sera pas nécessaire si l'inductance d'entrée  $L_1$  et l'inductance de sortie  $L_2$  vérifient:

$$L_1 >> \frac{L_2}{M} \quad (3.18)$$

parce que le courant d'entrée aura une petite ondulation bien que le convertisseur fonctionne en MCD [16].

### **3.4 Utilisation du convertisseur Sepic quasi-résonnant à commutation à courant nul comme prérégulateur du facteur de puissance**

Ce convertisseur est obtenu par substitution dans la structure classique de l'interrupteur à commutation forcée par un interrupteur à commutation à courant nul dans lequel les interrupteurs sont naturellement soumis à un régime de commutation à faibles pertes. La figure 3.4.a nous montre un convertisseur à interrupteur à commutation à courant nul demi-onde et la figure 3.4.b à plein-onde.

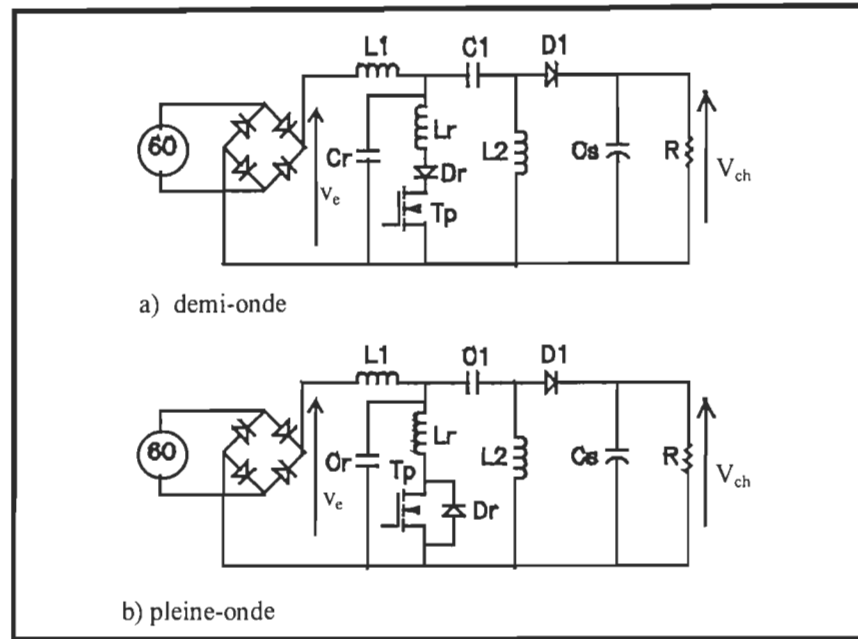


Figure 3.4: Convertisseur Sepic Quasi-Résonnant à interrupteur à commutation à courant nul a) demi-onde b) plein-onde

### 3.4.1 Analyse du CQR-ICN dans le plan de phase

#### 3.4.1.1 Principe d'opération

Supposons que le courant d'entrée est sinusoïdal et remplaçons la tension d'entrée  $v_s$ , le pont à diodes et l'inductance  $L_1$  (figure 3.4.a ou figure 3.4.b), par une source de courant  $i_e$ , montrée par le circuit équivalent des figures 3.5.a et 3.5.b.

L'opération du CQR-ICN, considérant dans chaque période de commutation la valeur instantanée du courant d'entrée  $i_e$ , dépend des états de l'interrupteur  $T_p$  et de la diode  $D$ . Alors c'est possible de déterminer quatre états d'opération dans un cycle de commutation. La fréquence de résonance  $f_r$  est plus élevée que la fréquence de commutation  $f_c$ .

Pour simplifier l'analyse, on suppose que:

- Le condensateur de sortie est très grand, donc la tension de sortie peut être supposée constante durant la période de commutation.
- Tous les composants semi-conducteurs sont supposés idéaux.
- Le facteur de qualité du circuit résonnant est infini, c'est à dire qu'il n'y a pas de pertes.
- Le rendement est égal à l'unité ( $P_e = P_s$ ).

Les circuits équivalents correspondant aux quatre séquences d'opérations sont montrés dans la figure 3.6 (cas de l'interrupteur demi-onde) et figure 3.7 (cas de l'interrupteur pleine-onde). On considère que l'état initial des circuits est comme suit:

- ♦ L'interrupteur  $T_p$  est à l'état bloqué.
- ♦ La tension du condensateur de résonance  $V_{cr}$  est  $V_{cl} + V_{ch}$ .
- ♦ Le courant instantané d'entrée  $i_e$  et le courant  $i_{L2}$ , passent à travers la diode D.

#### a) Cas d'interrupteur demi-onde

Première phase linéaire - durée  $\Delta t_1$ :

On amorce le transistor  $T_p$ . Le courant  $i_{L2}$  croît et le condensateur  $C_r$  se décharge tandis que  $i_{Lr}$  croît linéairement avec une pente de  $v_e + V_{ch}/L_r$ , ( avec  $v_{cl} = v_e$  annexe A) et le courant  $i_{Lr}$  est présenté par l'équation suivante:

$$i_{Lr} = \frac{(v_e + V_{ch}) * t}{L_r} \quad (3.19)$$

Cette phase se termine à l'instant  $t = t_1$  lorsque le courant  $i_{Lr} = i_e + I_{ch}$ , (avec  $i_{L2} = I_{ch}$  annexe A) la diode D se bloque

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{(i_e + I_{ch}) * L_r}{v_e + V_{ch}} \quad (3.20)$$

et sachant que  $\delta = Z_r I_{ch} / v_e$  et  $P_e = P_s$

donc 
$$\Delta t_1 = \frac{\delta}{\omega_r} \quad (3.21)$$

Phase d'oscillation - durée  $\Delta t_2$ :

La diode D étant bloquée, il s'en suit une phase d'oscillation. Le centre du cercle est le point  $(0, Z_r * (i_e + I_{ch}))$ . L'oscillation se poursuit, si la condition  $(v_e + V_{ch}) \sqrt{L_r / C_r} \geq i_e + I_{ch}$  est respectée, le courant  $i_{Lr}$  augmente d'une manière sinusoïdale et diminue jusqu'à zéro. Le condensateur de résonance est déchargé, et il porte à la fin de cette étape une tension négative.

D'après le plan de phase

$$i_{Lr}(t) = \frac{1}{Z_r} (v_e + V_{ch}) \sin \omega_r (t - t_1) + (i_e + I_{ch}) \quad (3.23)$$

À l'instant  $t_2$ ,  $i_{Lr}$  s'annule et le transistor se bloque. La durée de cette étape est, d'après (3.22)

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1}(-\delta) = \frac{1}{\omega_r} (\pi + \sin^{-1}(\delta)). \quad (3.24)$$

La tension du condensateur de résonance à cet instant est:

$$V_{cr2} = -(v_e + V_{ch}) \sqrt{1 - \delta} \quad (3.25)$$

Deuxième phase linéaire - durée  $\Delta t_3$ :

À  $t = t_2$  le courant  $i_{Lr}$  est nul et le condensateur  $C_r$  est parcouru par le courant  $I_{ch} + i_e$ , (avec  $i_{L2} = I_{ch}$ ) et se décharge linéairement comme montré par (3.26).

$$V_{cr}(t) = \frac{(i_e + I_{ch}) * t}{C_r} + V_{cr2} \quad (3.26)$$

Cette phase se termine à l'instant  $t = t_3$  lorsque  $V_{cr}$  atteint  $v_e + V_{ch}$ . Alors par (3.26)

$$\Delta t_3 = \frac{(v_e + V_{ch}) C_r}{i_e + I_{ch}} - V_{cr2} \quad (3.27)$$

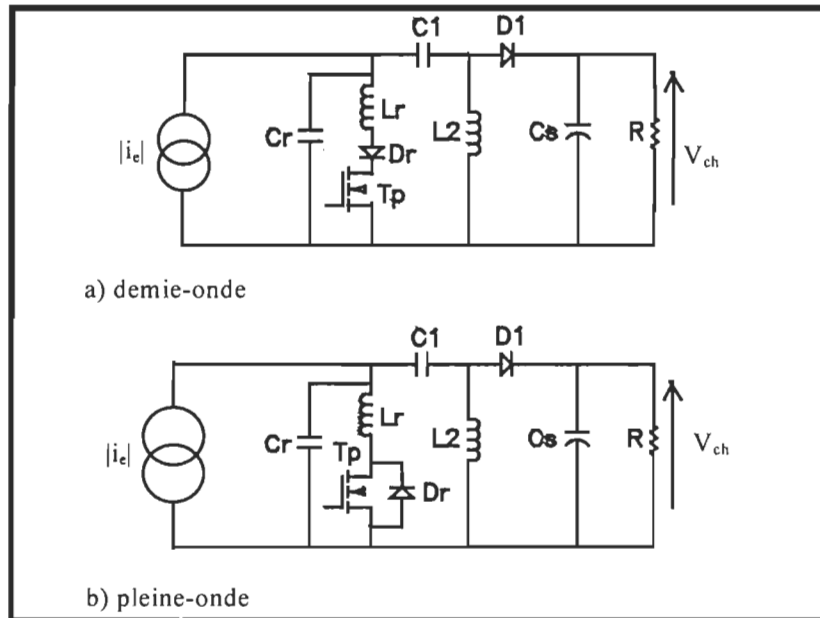


Figure 3.5: Circuit équivalent du convertisseur Sepic à interrupteur  
à courant nul a) demi-onde b) plein-onde

donc 
$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_r} \left\{ \frac{1}{\delta} + \sqrt{\frac{1}{\delta^2} - 1} \right\} \quad (3.28)$$

Phase de transfert d'énergie - durée  $\Delta t_4$ :

À l'instant  $t = t_3$ , la diode D se met à conduire. Le courant d'entrée  $i_e$  passe à travers la diode D et transfère l'énergie vers la charge, représentée par la tension  $V_{ch}$ . Cette phase se termine à l'instant  $t_4$ , lorsqu'un nouveau cycle d'opération commence. La durée de cette phase est donnée par

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = T_c - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) \quad (3.29)$$

où  $T_c = 1/f_c$  avec  $f_c$  est la fréquence de commutation.

### **b) Cas d'interrupteur plein-onde**

L'étude du cas d'interrupteur plein-onde est similaire au cas d'interrupteur demi-onde. La différence c'est que la phase d'oscillation et la deuxième phase linéaire dans le cas de l'interrupteur demi-onde sont remplacées par une autre phase d'oscillation et par une autre deuxième phase linéaire pour le cas d'interrupteur plein-onde.

Phase d'oscillation - durée  $\Delta t_2$ :

La diode D est bloquée, il s'en suit une phase d'oscillation correspondant au circuit de la figure 3.7. Le centre du cercle est le point  $(0, Z_r(i_e + I_{ch}))$ . L'oscillation se poursuit, si la condition  $(v_e + V_{ch})\sqrt{L_r/C_r} \geq i_e + I_{ch}$  est respectée, le courant  $i_{Lr}$  augmente d'une manière sinusoïdale et diminue jusqu'à zéro, et puis s'inverse jusqu'au nouveau passage par zéro (interrupteur plein-onde).

D'après le plan de phase

$$V_{cr}(t) = (v_e + V_{ch}) \cos \omega_r (t - t_1) \quad (3.30)$$

$$i_{Lr}(t) = (i_e + I_{ch}) + \frac{1}{Z_r} (v_e + V_{ch}) \sin \omega_r (t - t_1) \quad (3.31)$$

À l'instant  $t_2$ ,  $i_{Lr}$  s'annule et le transistor se bloque. La durée de cette étape est, d'après (3.31),

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_r} \left( 2\pi - \sin^{-1} \left( \frac{Z_r I_{ch}}{v_e} \right) \right) = \frac{1}{\omega_r} (2\pi - \sin^{-1}(\delta)) \quad (3.32)$$

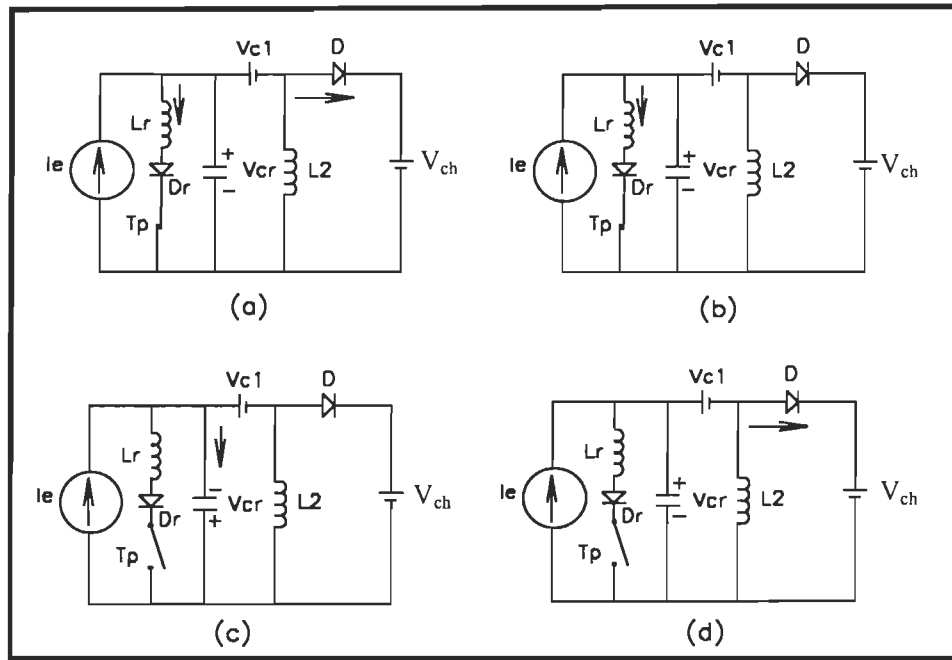


Figure 3.6: Circuit correspondant demi-onde a) 1<sup>ère</sup> phase linéaire b) Phase oscillante  
c) 2<sup>ème</sup> phase linéaire d) Phase de transfert d'énergie

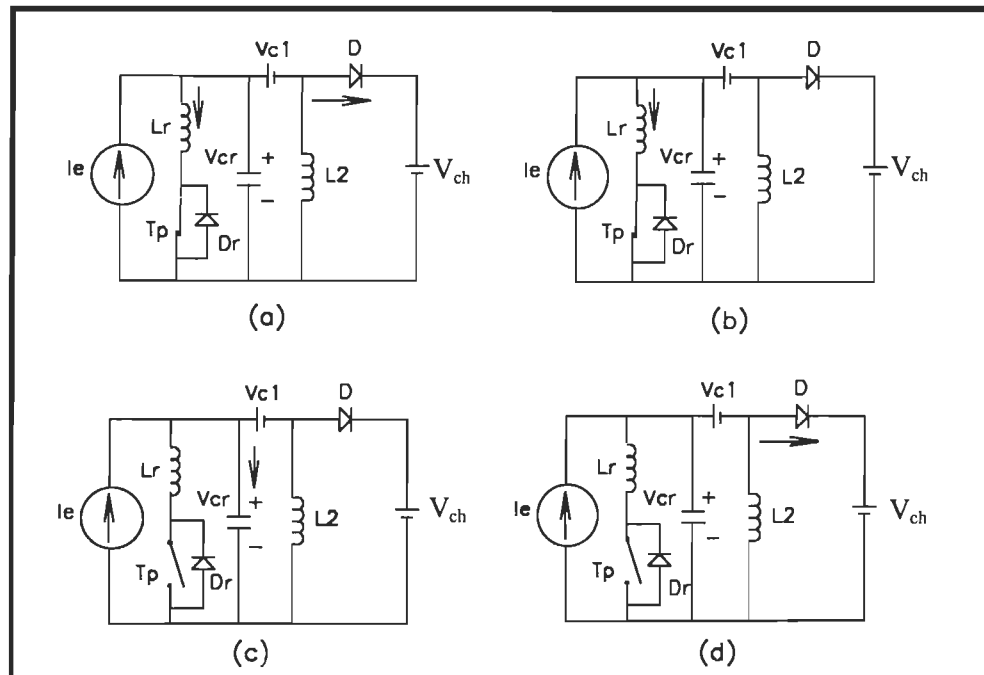


Figure 3.7: Circuit correspondant plein-onde a) 1<sup>ère</sup> phase linéaire b) Phase oscillante  
c) 2<sup>ème</sup> phase linéaire d) Phase de transfert d'énergie

La tension aux bornes du condensateur de résonance à cet instant est:

$$V_{cr2} = (v_e + V_{ch})\sqrt{1-\delta} \quad (3.33)$$

### 3.4.1.2 Formes d'ondes et plan de phase

Les quatre phases d'opération ainsi que les formes d'ondes sont montrées dans la figure 3.8. Notez que l'interrupteur  $T_p$  se met à conduire à  $t = t_0$  et se bloque à  $t = t_2$  lorsque le courant est nul. De ce fait, le CQR-ICN opère sans pertes de commutation au blocage.

Selon les plans de phase (figure 3.8.a et 3.8.b), il y a une condition importante pour assurer une commutation non-dissipative: l'expression  $\sqrt{Lr/C_r} * (i_e + I_{ch})$  doit être inférieure ou égale à  $v_e + V_{ch}$ . De plus, le paramètre  $\delta$  défini auparavant doit être inférieur ou égal à l'unité.

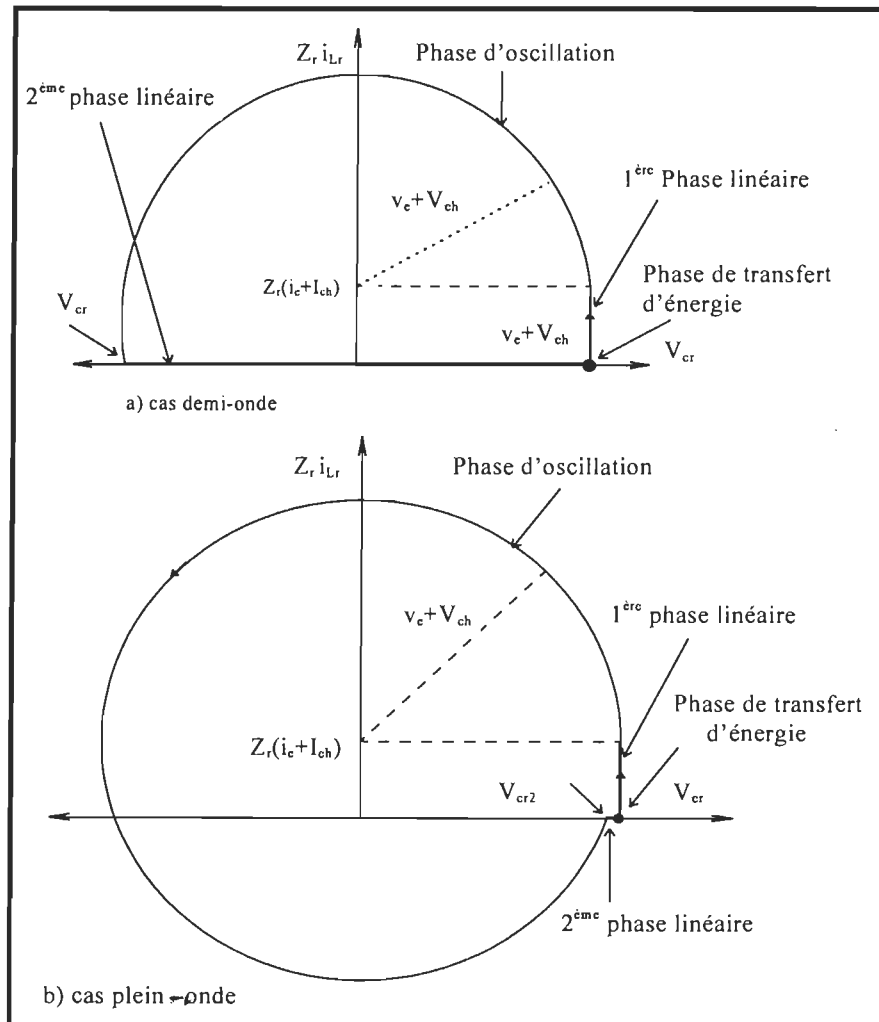


Figure 3.8: Plan de phase du CQR-ICN a) demi-onde b) plein-onde

### 3.4.1.3 Contraintes sur les composants



- Tension maximale de l'interrupteur  $T_p$

$$T_{p,max} = V_e + V_{ch}$$

- Courant maximum de l'interrupteur  $T_p$

$$I_{Tp,max} = I_e + I_{ch} + \sqrt{C_r/L_r} (V_e + V_{ch})$$

- Tension maximale de la diode de sortie D

$$V_{D,max} = V_e + V_{ch}$$

### 3.4.2 Caractéristique de sortie

La fonction de transfert statique liant la tension de sortie à la tension d'entrée en fonction de la fréquence de commande et du paramètre  $\delta$  peut être déduite à partir de la caractéristique du convertisseur à MLI dans laquelle le rapport cyclique  $d$  est remplacé par  $N(m)$ , défini comme  $m / (m+1)$  [17,18].

La caractéristique de sortie sera:

- Cas d'un convertisseur demi-onde

$$N(m) = \frac{1}{2\pi} \frac{f_c}{f_r} \left[ \frac{\delta}{2} + \pi + \sin^{-1} \delta + \frac{1}{\delta} \left( 1 + \sqrt{1 - \delta^2} \right) \right] \quad (3.34)$$

- Cas d'un convertisseur plein-onde

$$N(m) = \frac{1}{2\pi} \frac{f_c}{f_r} \left[ \frac{\delta}{2} + 2\pi - \sin^{-1} \delta + \frac{1}{\delta} \left( 1 - \sqrt{1 - \delta^2} \right) \right] \quad (3.35)$$

Pour la clarté et la simplicité de l'analyse, nous normalisons la fonction de transfert comme suit:

$$N(m) = f_n D(\delta) \quad (3.36)$$

où  $N(m)$  est une fonction de  $m$  et  $D(\delta)$  est égal à  $D_{do}(\delta)$  dans le cas d'un interrupteur demi-onde ou  $D_{po}(\delta)$  dans le cas d'un interrupteur plein-onde.

En se servant des expressions (3.3) et (3.10) et des équations (B.2) et (B.3) (annexe B) nous pouvons déterminer comment le paramètre  $\delta$  évolue:

$$\delta(\omega t) = \frac{2M Z_r n}{R} |\sin \omega t| \quad (3.37)$$

Cette équation peut être exprimée comme suit:

$$\delta(\omega t) = 2\delta_a |\sin \omega t| \quad (3.38)$$

où  $\delta_a$  est la valeur apparente de  $\delta$ , définie comme:

$$\delta_a = \frac{MZ_r n}{R} \quad (3.39)$$

### 3.4.3 Variation de la fréquence de commutation

La fréquence de commutation normalisée peut être exprimée en fonction de la charge normalisée et du rapport de conversion de la tension cc par l'équation suivante:

$$f_n(\omega t) = \frac{N[m(\omega t)]}{D[\delta(\omega t)]} \quad (3.40)$$

D'après (3.40) appliquée au CQR-ICN Sepic:

- Dans le cas d'interrupteur demi-onde

$$f_n(\omega t) = \frac{2\pi M}{(M + |\sin \omega t|) \left[ \delta_a \sin \omega t + \pi + \sin^{-1} [2\delta_a \sin \omega t] + \frac{1}{2\delta_a \sin \omega t} \left( 1 + \sqrt{1 - (2\delta_a \sin \omega t)^2} \right) \right]} \quad (3.41)$$

valable pour  $0 \leq \omega t \leq \pi/2$

- Dans le cas d'interrupteur plein-onde

$$f_n(\omega t) = \frac{M}{M + n |\sin \omega t|} \quad (3.42)$$

Le CQR-ICN est employé comme  $\dot{E}_{res}$  dans un PFP, le courant commuté par l'interrupteur résonnant est maximum quand le PFP travaille en pleine charge et le courant et la tension d'entrée sont maximum à  $\omega t = \pi/2$ . Donc, dans cette analyse, la valeur de  $\delta$  sera choisie égale à l'unité à l'instant  $\omega t = \pi/2$ .

$$\delta\left(\frac{\pi}{2}\right) = 1 \quad (3.43)$$

et la valeur de  $\delta_a$  doit être, (de 3.38):

$$\delta_a = \frac{1}{2} \quad (3.44)$$

Remplaçant l'équation (3.44) dans l'équation (3.41), nous obtenons, après simplification:

$$f_n(\omega t) = \frac{2\pi M}{(M + |\sin \omega t|) \left[ \frac{1}{2} \sin \omega t + \pi + \omega t \frac{1}{\sin \omega t} + \frac{1}{\cot g \omega t} \right]} \quad (3.45)$$

valable pour  $0 \leq \omega t \leq \pi/2$ .

La figure 3.9 montre l'évolution de la fréquence de commutation normalisée  $f_n(\omega t)$  pour différentes valeurs de  $M$ . Plusieurs conséquences importantes peuvent être déduites de cette figure:

- ♦ Une variation très élevée de la fréquence de commutation normalisée survient quand  $\omega t$  varie entre 0 et  $\pi/2$ .
- ♦ L'évolution de la fréquence normalisée avec un interrupteur demi-onde et plein-onde est très similaire quand  $\omega t > \pi/4$ . Par contre quand  $\omega t \Rightarrow 0$ : si un interrupteur demi-onde a été choisi, alors  $f_n \Rightarrow 0$ , tandis que si un interrupteur plein-onde a été choisi alors  $f_n \Rightarrow 1$ .
- ♦ Les courbes montrées dans la figure 3.9 ont été tracées avec une valeur constante de la charge réelle  $R$ . Dans ce cas, l'interrupteur demi-onde est plus utile que l'interrupteur plein-onde pour deux raisons:
  - 1) La fréquence de commutation normalisée change moins, dans le cas d'interrupteur demi-onde que d'interrupteur plein-onde voir figure 3.9.
  - 2) L'interrupteur demi-onde provoquera moins de pertes par conduction qu'un interrupteur plein-onde parce que l'énergie réactive ne passe pas par l'interrupteur du fait que le courant peut seulement circuler dans le sens direct.

#### **3.4.4 Influence de la charge sur la fréquence de commutation**

Supposons que la charge réelle varie entre une valeur minimale  $R_{min}$  et des valeurs plus grandes que  $R_{min}$ , exprimées par:

$$R = \lambda R_{min} \quad (3.46)$$

Prenons le cas optimal ( $\delta_a = 1/2$ ) à  $R_{min}$ , et pour d'autres valeurs de  $R$  la valeur de  $\delta_a$  sera (équations (3.39) et (3.44)):

$$R = \lambda R_{\min} \quad (3.46)$$

Prenons le cas optimal ( $\delta_a = 1/2$ ) à  $R_{\min}$ , et pour d'autres valeurs de  $R$  la valeur de  $\delta_a$  sera (équations (3.39) et (3.44)):

$$\delta_a = \frac{1}{2\lambda} \quad (3.47)$$

et de l'équation (3.41):

$$f_n(\omega t) = \frac{2\pi M}{(M + \sin \omega t) \left[ \frac{\sin \omega t}{2\lambda} + \pi + \sin^{-1} \left[ \frac{\sin \omega t}{\lambda} \right] + \frac{\lambda + \sqrt{\lambda^2 - \sin^2 \omega t}}{\sin \omega t} \right]} \quad (3.48)$$

valable pour  $0 \leq \omega t \leq \pi/2$  et  $1 \leq \lambda \leq \infty$ .

L'équation (3.48) a été tracée à la figure 3.10 pour différentes valeurs de  $\lambda$ . On remarque que la fréquence de commutation normalisée  $f_n$  subit un grand changement pour différentes valeurs de  $\lambda$ . Dans ce cas, l'emploi d'un interrupteur demi-onde n'est pas la meilleure solution, parce que la marge de variation de la fréquence de commutation peut être excessivement grande. L'emploi d'un interrupteur plein-onde peut être la meilleure solution dans ce cas, du fait que la marge de variation de la fréquence de commutation ne dépendra pas de la valeur de  $\lambda$ .

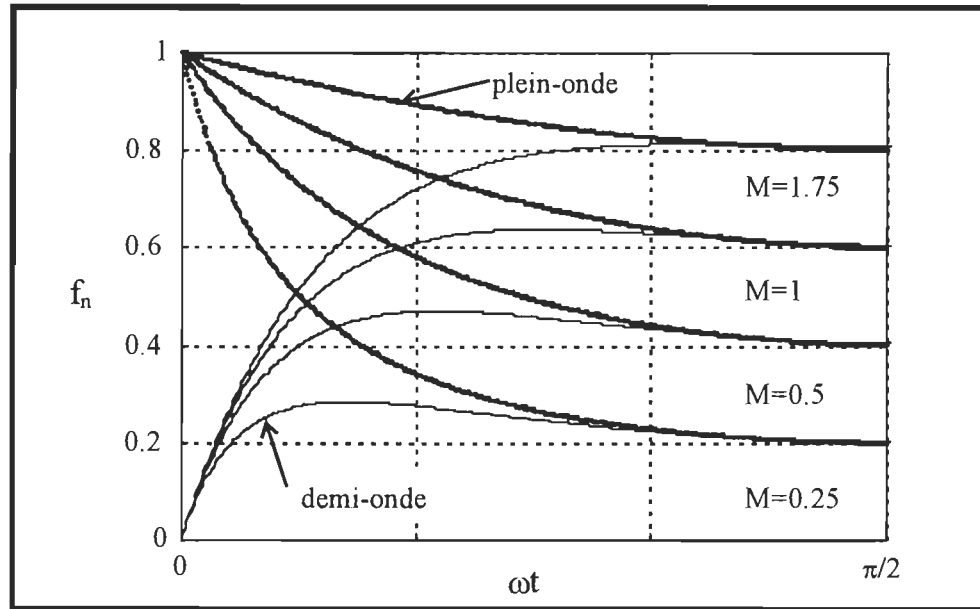


Figure 3.9:  $f_n(\omega t)$  dans un CQR-ICN Sepic demi-onde et plein-onde

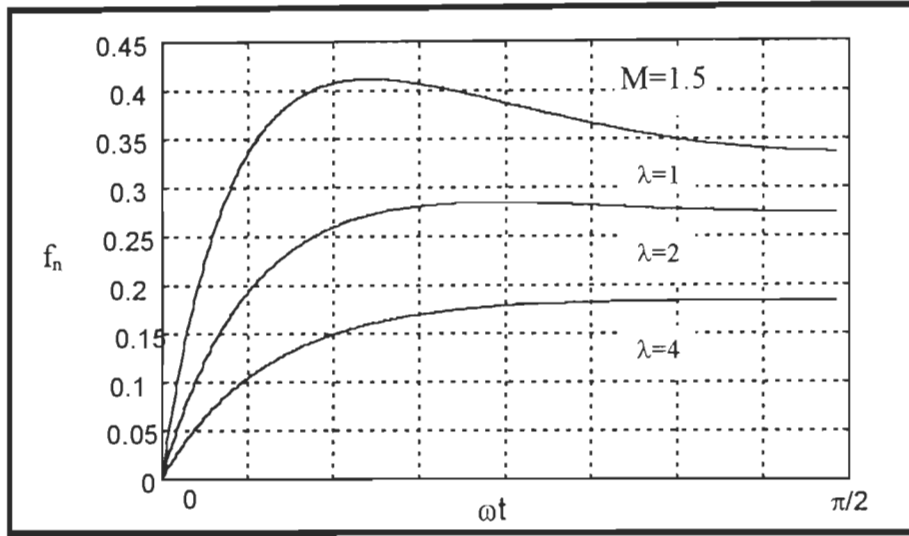


Figure 3.10:  $f_n(\omega t)$  dans un CQR-ICN Sepic demi-onde pour différentes valeurs de charge

### 3.4.5 Cas d'utilisation d'un transformateur d'isolement

Quand un CQR-ICN avec transformateur est considéré, une nouvelle variable  $n$ , le rapport de transformation, est introduite. Dans ce cas, le rapport de conversion de la tension continue à  $\omega t = \pi/2$ ,  $M$ , ne détermine pas l'opération du convertisseur, comme c'est le cas dans les topologies survolteur et dévolteur-survolteur, parce que  $n$  n'est pas nécessairement égal à 1. Le point d'opération du convertisseur peut être défini par la valeur de la fréquence commutation normalisée à la tension crête d'entrée,  $f_{n,\max}$ , définie comme suit:

$$f_{n,\max} \equiv f_n(\pi/2) \quad (3.49)$$

Supposons le cas optimal quand  $\lambda = 1$  ( $\delta_a = 1/2$ ), l'équation (3.40) appliquée à Sepic sera :

$$f_n(\omega t) = \frac{2\pi M}{(M + n \sin \omega t) \left[ \frac{\sin \omega t}{2\lambda} + \pi + \sin^{-1} \left[ \frac{\sin \omega t}{\lambda} \right] + \frac{\lambda + \sqrt{\lambda^2 - \sin^2 \omega t}}{\sin \omega t} \right]} \quad (3.50)$$

dans le cas d'interrupteur plein-onde, et:

dans le cas d'interrupteur demi-onde.

Substituant dans l'équation (3.50)  $\lambda = 1$  et  $\omega t = \pi/2$ , la valeur de  $f_{n,\max}$  est:

$$f_{n,\max} = \frac{2\pi M}{(M+n)(\pi+1)\frac{3}{2}} = 1.01 \frac{M}{M+n} \approx \frac{M}{M+n} \quad (3.52)$$

Cette expression est valable pour les deux types d'interrupteur plein-onde ou demi-onde.

D'après l'expression (3.52) nous pouvons obtenir:

$$M = \frac{f_{n,\max} n}{1 - f_{n,\max}} \quad (3.53)$$

Substituons l'équation (3.53) dans (3.50) et (3.51), nous obtenons:

- Interrupteur demi-onde

$$f_n(\omega t) = \frac{2\pi f_{n,\max}}{\left[ f_{n,\max} + (1 - f_{n,\max}) \sin \omega t \right] \left[ \frac{\sin \omega t}{2\lambda} + \pi + \sin^{-1} \left[ \frac{\sin \omega t}{\lambda} \right] + \frac{\lambda + \sqrt{\lambda^2 - \sin^2 \omega t}}{\sin \omega t} \right]} \quad (3.54)$$

valable pour  $0 \leq \omega t \leq \pi/2$  et  $0 \leq f_{n,\max} \leq 1$

- Interrupteur plein-onde

$$f_n(\omega t) = \frac{f_{n,\max}}{f_{n,\max} + (1 - f_{n,\max}) \sin \omega t} \quad (3.55)$$

La figure 3.11 représente les équations (3.54) et (3.55) (avec  $\lambda = 1$ ), et la figure 3.12 montre l'équation (3.54) pour plusieurs valeurs de  $\lambda$ . Noter que dans ce cas nous pouvons choisir  $f_{n,\max}$  librement (indépendamment de  $M$ , en choisissant une valeur adéquate de  $n$ ) pour optimiser soit les contraintes (tension ou courant) sur l'interrupteur ou la diode de puissance ou la marge de variation de la fréquence de commutation. Ainsi, dans un CQR-ICN Sepic, une valeur élevée de la fréquence de commutation normalisée (équivalent à une valeur élevée du rapport cyclique dans le convertisseur à MLI) désavantage la tension de l'interrupteur et le courant crête de la diode, tandis qu'une valeur faible de la fréquence de commutation normalisée (équivalent à une valeur faible du rapport cyclique dans le convertisseur à MLI) désavantage le courant crête de l'interrupteur et la tension de la diode.

l'interrupteur et le courant crête de la diode, tandis qu'une valeur faible de la fréquence de commutation normalisée (équivalent à une valeur faible du rapport cyclique dans le convertisseur à MLI) désavantage le courant crête de l'interrupteur et la tension de la diode.

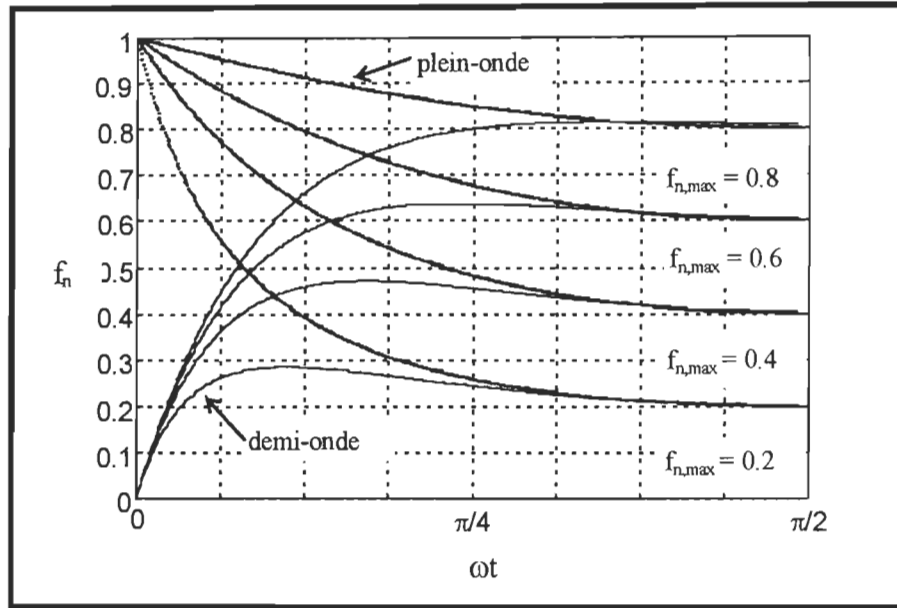


Figure 3.11:  $f_n(\omega t)$  dans un CQR-ICN Sepic demi-onde, et plein-onde avec transformateur

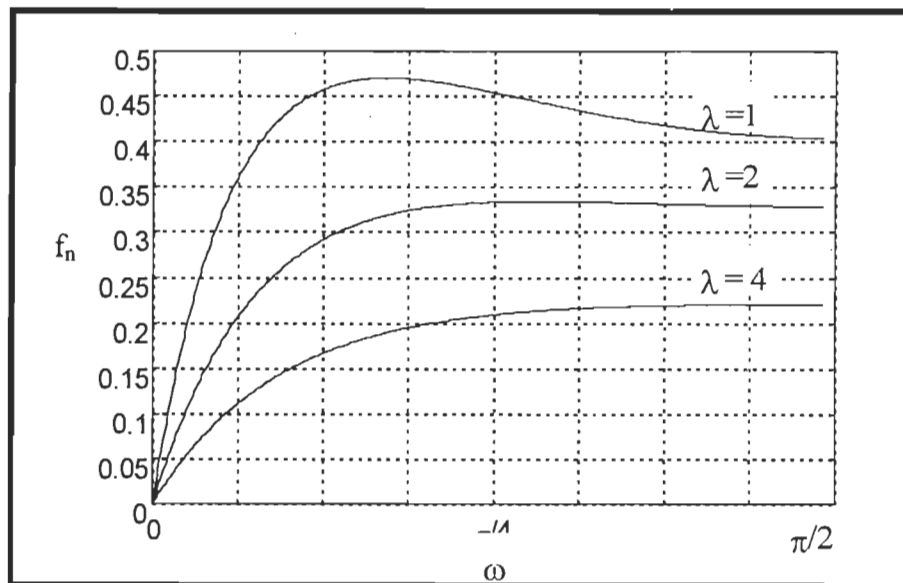


Figure 3.12:  $f_n(\omega t)$  dans un CQR-ICN Sepic demi-onde, (avec transformateur) pour différentes valeurs de charge

faible que possible, parce que ce choix évite que le commutateur circule de l'énergie réactive ce qui augmente les pertes par conduction. Mais si  $\lambda$  n'est pas proche de l'unité, un compromis entre l'énergie réactive dans l'interrupteur (interrupteur plein-onde) et la marge de variation de la fréquence de commutation doit être fait.

### **3.5 Résultats de Simulation du CQR-ICN Sepic**

La simulation que nous présentons dans cette section a pour but de valider l'étude analytique. Le circuit simulé est un convertisseur quasi-résonnant à interrupteur à commutation à courant nul demi-onde. Il est simulé à l'aide du logiciel MATLAB®-SIMULINK™, et est présenté sur la figure 3.13. Il n'est pas rigoureusement parfait car les interrupteurs de puissance sont modélisés par des éléments passifs (résistances et inductances).

Les paramètres du circuit de simulation sont les suivants:

* Tension efficace d'entrée	$v_s = 90 \text{ V.}$
* Tension de sortie	$V_{ch} = 48 \text{ V.}$
* Fréquence de résonance	$f_r = 750 \text{ kHz.}$
* Fréquence de commutation	$f_c = 200 \text{ kHz.}$
* Inductance de résonance	$L_r = 6 \text{ uH.}$
* Condensateur de résonance	$C_r = 22 \text{ nF.}$
* Inductance du sepic	$L_1 = 700 \text{ uH.}$
* Condensateur sepic	$C_1 = 4.8 \text{ uF.}$
* Condensateur de sortie	$C_s = 1000 \text{ uF}$
* Résistance de charge	$R = 23 \text{ } \Omega$



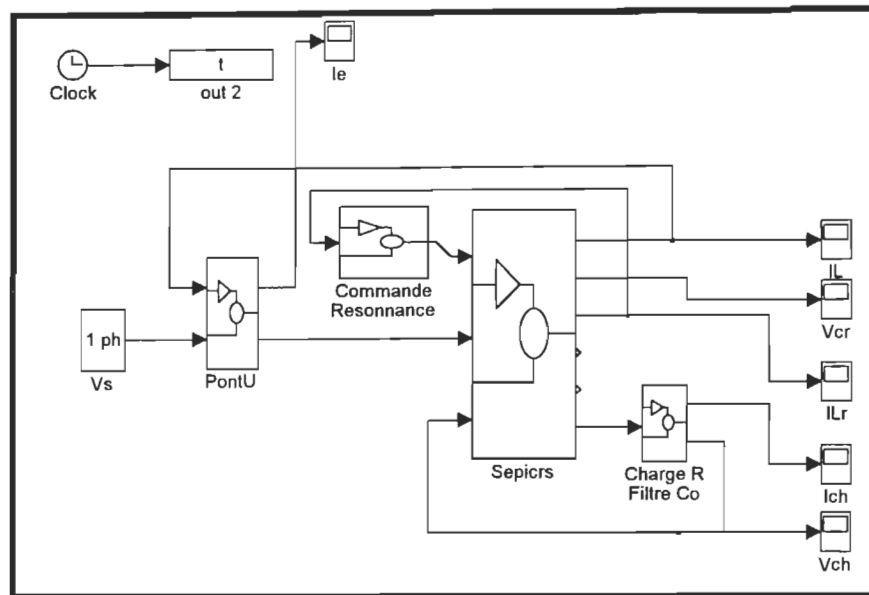


Figure 3.13: Modèle de Simulink™ du CQR-ICN Sepic

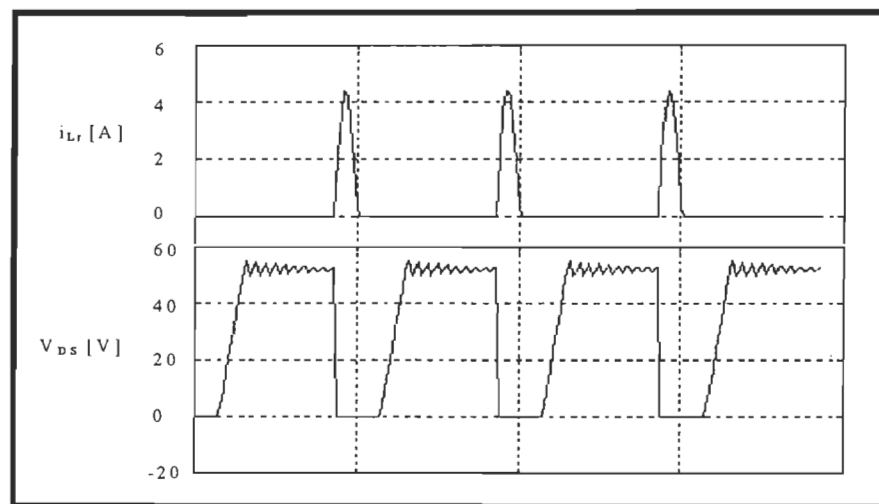


Figure 3.14: Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de l'interrupteur  $T_p$

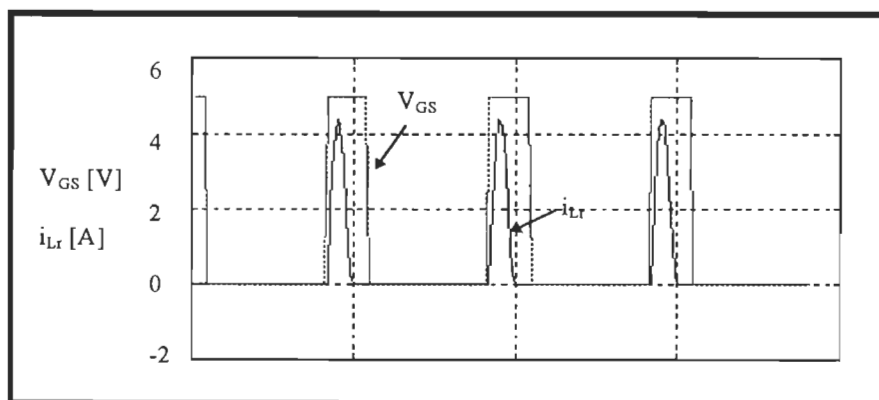


Figure 3.15: Courant dans l'interrupteur  $T_p$  et tension à la gâchette

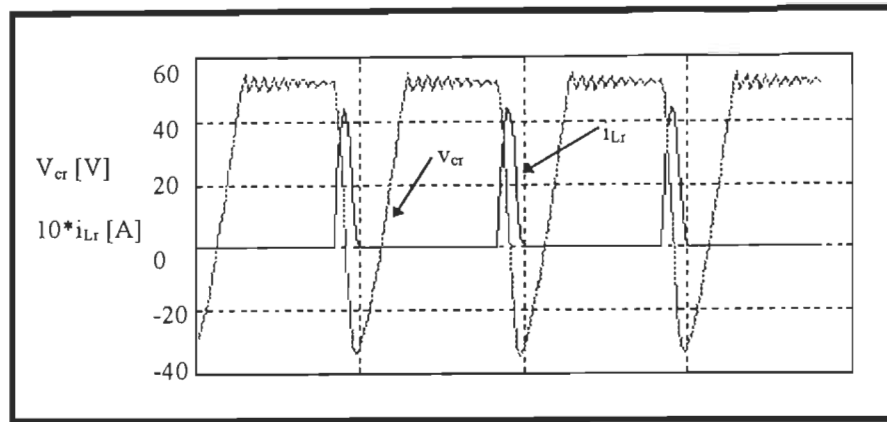


Figure 3.16: Formes d'ondes du courant et de la tension du circuit oscillant

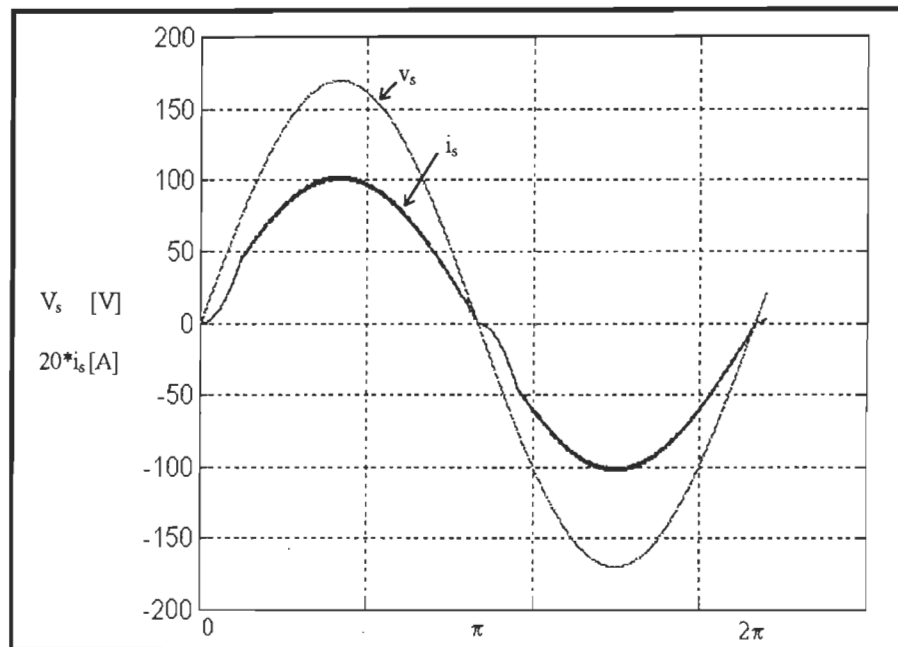


Figure 3.17: Formes d'ondes du courant et de la tension d'entrée

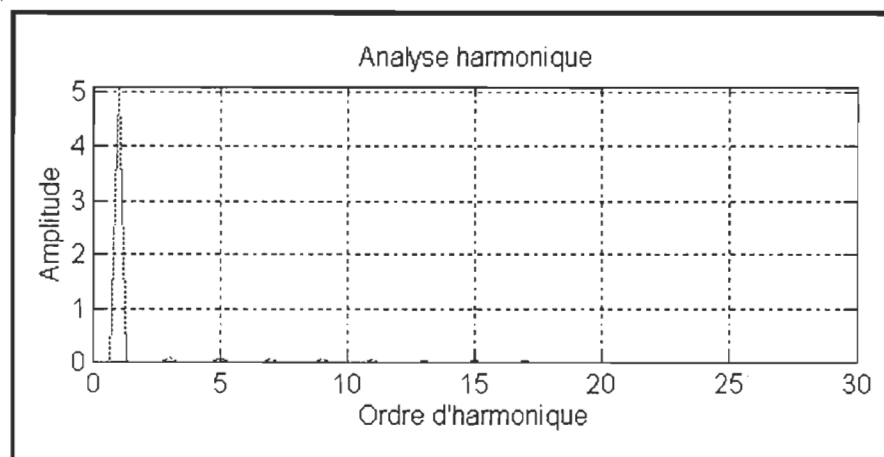


Figure 3.18: Spectre harmonique du courant d'entrée  $i_s$

Les courbes des figures 3.14 à 3.18 sont les résultats de simulation pour le CQR-ICN Sepic étudié. La figure 3.14 présente les formes d'onde de la tension et du courant de l'interrupteur  $T_p$ . Une comparaison du courant de l'interrupteur avec son signal de commande nous montre le fonctionnement à commutation à courant nul où on voit clairement que le signal d'attaque est appliqué après que le courant devient nul (figure 3.15). Cela assure que les pertes dans l'interrupteur sont quasiment inexistantes, ce qui améliore le rendement et minimise les interférences électromagnétiques. La figure 3.16 présente le courant de l'inductance  $L_r$  et la tension aux bornes du condensateur  $C_r$  de résonance. L'examen de la forme d'onde du courant d'entrée (Fig. 3.17), montre que son allure est sinusoïdale et en phase avec la tension d'entrée. La figure 3.18 nous montre que le spectre d'harmonique ne contient que la fondamentale et de très faibles harmoniques de rang 3,5,7, ect. résultant en un taux de distorsion d'harmonique  $THD = 2\%$ .

### **3.6 Conclusion**

Une méthode de dimensionnement est déduite dans ce chapitre à partir de l'étude dans le plan de phase. Elle consiste en la détermination du fonctionnement du Convertisseur Sepic Quasi-Résonnant à Interrupteur à Courant Nul. Elle nous donne aussi les expressions de la caractéristique de sortie, de la fréquence normalisée, les éléments réactifs à utiliser ainsi que les contraintes qu'ils ont à subir.

De plus, une étude comparative entre les interrupteurs plein-onde et demi-onde a été effectuée afin de déterminer l'interrupteur le plus adéquat pour notre application. La principale conclusion est que la marge de variation de la fréquence de commutation utilisant un interrupteur résonnant à demi-onde est plus faible qu'avec l'interrupteur résonnant plein-onde si la charge est presque constante. Par contre si la charge subit une forte variation un compromis doit être fait.

Avec le circuit de simulation, il est possible d'étudier rapidement l'influence du circuit résonnant sur le fonctionnement interne lorsque la tension d'alimentation ou la charge varient.

## Chapitre 4

# Modélisation et conception du convertisseur à résonance

### 4.1 Introduction

Les éléments réactifs constituent les éléments critiques [19] pour la commande d'un convertisseur. Dans les convertisseurs MLI, seul le filtre de sortie emmagasine de l'énergie. Comme la constante de temps de celui-ci est beaucoup plus grande que la durée d'un cycle du convertisseur, la sortie est régulée en contrôlant l'énergie fournie par la source. Le comportement dynamique du convertisseur est prévisible et dépend des caractéristiques du filtre et de la loi de variation du rapport cyclique.

Le problème de commande d'un CQR-ICN est beaucoup plus complexe à cause de la présence d'une seconde constante de temps (circuit résonnant) du même ordre de grandeur que la période de fonctionnement de l'unité de conversion sur un demi-cycle. Une quantité importante d'énergie pulsée est échangée entre la source et la charge.

La réponse du circuit résonnant étant rapide, le comportement dynamique du CQR-ICN est souvent imprévisible, avec des séquences irrégulières de conduction de semi-conducteurs de puissance.

Afin d'améliorer les caractéristiques du convertisseur, nous proposons dans ce chapitre de concevoir un régulateur. Le convertisseur Sepic résonnant est par nature un processus non linéaire. De récentes études ont montré qu'il était possible d'étendre la technique d'injection du courant au cas de convertisseurs résonnants fonctionnant à fréquence variable [20]. Nous proposons d'appliquer cette méthode de modélisation à notre convertisseur Sepic à résonance. Nous présentons un circuit équivalent en petit signaux qui permet d'obtenir une fonction de transfert liant la tension de sortie à la tension d'entrée et une fonction de transfert liant la tension de sortie à la variable de commande, soit la fréquence. Cela nous permettra de calculer un circuit de régulation en utilisant les méthodes classique (Bode, Nyquist,...).

## 4.2 Modèle à petit signal du CQR-ICN Sepic

La modélisation des convertisseurs a pour but d'analyser le comportement dynamique de ceux-ci, en vue de déterminer et de calculer les circuits de régulation.

La difficulté majeure vient du principe même de ces convertisseurs: ils sont non linéaires et présentent plusieurs configurations électriques distinctes lors d'une période de commutation.

Dans la littérature on trouve plusieurs méthodes de modélisation à savoir: méthode du circuit moyenné, méthode d'espace d'état moyenné et méthode d'injection de courant [21,22].

La sortie du circuit de correction du facteur de puissance a besoin d'être régulée, dans le but d'obtenir un courant presque sinusoïdal et un facteur de puissance proche de l'unité. Dans [23], une méthode de modélisation des convertisseurs à résonance par injection du courant a été développée. Il a été démontré que cette méthode peut être appliquée aux convertisseurs quasi-résonnant. Donc, dans ce travail cette méthode est appliquée au CQR-ICN Sepic employé pour la correction du facteur de puissance.

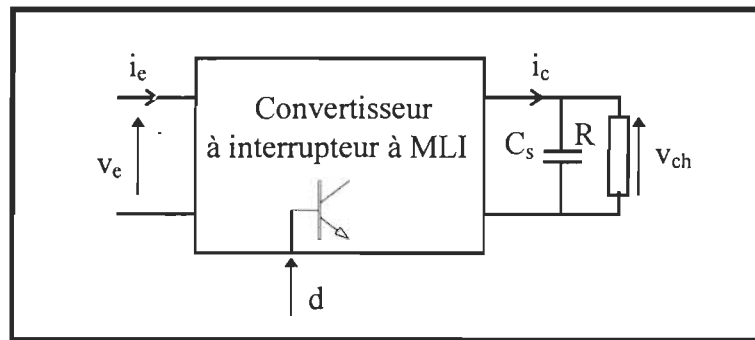


Figure 4.1: Schéma bloc du convertisseur à MLI

### 4.2.1 Modélisation du convertisseur Sepic classique

La modélisation du convertisseur Sepic à MLI par la méthode d'injection du courant est basée sur la forme d'onde du courant injecté ou absorbé (figure 4.1) par la partie non linéaire du système. D'après [24] et la figure 4.1 on peut employer les cinq variables suivantes pour la mise en équation du système: la tension et le courant d'entrée du convertisseur ( $v_e$  et  $i_e$ ), la tension et le courant de sortie du convertisseur ( $v_{ch}$  et  $i_c$ ) ainsi que la variable de contrôle ( $d$ : rapport cyclique).

Le circuit est caractérisé par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} i_c^*(s) &= A_e(s)d^* - B_e(s)v_{ch}^*(s) + C_e(s)v_e^*(s) \\ i_c^*(s) &= A(s)d^* - B(s)v_{ch}^*(s) + C(s)v_e^*(s) \end{aligned} \quad (4.1)$$

où les variables  $A, B, C, A_e, B_e, C_e$  dépendent de la structure et des paramètres du système [24], et le symbole  $*$  représente la variable perturbée. Le courant  $i_c^*(s)$  peut être éliminé en utilisant la relation suivante:

$$v_{ch}^*(s) = i_c^*(s) \frac{R(1 + s C_s R_{cs})}{1 + s(R + R_{cs})C_s} = i_c^*(s) H_f(s) \quad (4.2)$$

où  $R_{cs}$  est la résistance parasite série du condensateur  $C_s$ .

Coefficient de l'équation caractéristique de sortie	Coefficient de l'équation caractéristique d'entrée
$A(s) = \frac{V_e}{n} \left[ \frac{1}{L_1} - \frac{1}{R} \left( M^2 - \frac{2n+M}{n+M} \frac{1}{\delta} \right) \right]$	$A_e(s) = V_e \frac{n+M}{n} \left( \frac{1}{L_1} + \frac{2n}{n+M} \frac{1}{\delta R} \right)$
$B(s) = \frac{1}{(n+M)^2} \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{\delta R} \right)$	$B_e(s) = \frac{1}{n+M} \left( \frac{1}{L_1} + \frac{n}{n+M} \frac{1}{\delta R} \right)$
$C(s) = \frac{1}{n+M} \left( \frac{1}{L_1} + \frac{n+2M}{n+M} \frac{1}{\delta R} \right)$	$C_e(s) = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{\delta R}$

Tableau 4.1: Coefficients des équations caractéristiques d'entrée et de sortie du convertisseur Sepic

Le diagramme fonctionnel du modèle du convertisseur Sepic classique à MLI obtenu par la méthode d'injection du courant est présenté par la figure 4.2.

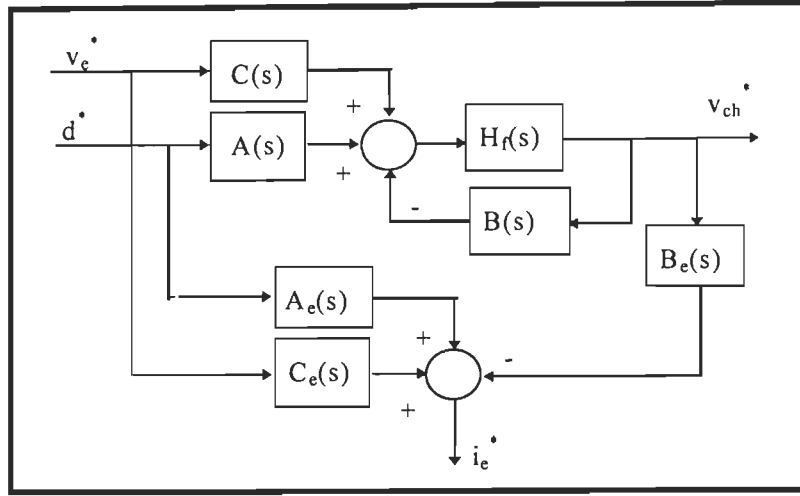


Figure 4.2 Diagramme fonctionnel du modèle en petits signaux du convertisseur à MLI obtenu par la méthode d'injection du courant

#### 4.2.2 Application de la méthode d'injection du courant pour CQR-ICN

##### Sepic

Un convertisseur quasi-résonnant est obtenu tout simplement en remplaçant l'interrupteur de commutation forcée dans le convertisseur conventionnel à MLI par la cellule de commutation à résonance comme on a montré dans l'annexe B. Donc à partir des caractéristiques des interrupteurs à résonance choisis, le paramètre  $d$  (rapport cyclique) sera remplacé par le paramètre  $N(m)$  avec  $D = N_0(m)$ , le point d'opération. Le paramètre  $N(m)$  est une fonction qui dépend de la fréquence de commutation (paramètre de contrôle), des variables d'état du filtre de sortie et des variables d'entrée. On a :

$$N(m)^* = K_i i_c^* + K_v v_e^* + K_f f_c^* \quad (4.3)$$

où les coefficients  $K_i$ ,  $K_v$ , et  $K_f$  sont déterminés à partir des dérivées partielles de  $N(m)$  :

$$K_i = \frac{Z_r}{v_e} \frac{\partial N(m)}{\partial \delta}, \quad K_v = -\frac{\delta}{v_e} \frac{\partial N(m)}{\partial \delta}, \quad K_f = \frac{N_0(m)}{f_c} \quad (4.4)$$

Le diagramme fonctionnel pour le convertisseur Sepic à MLI a été adapté au convertisseur Sepic quasi-résonnant tel qu'illustré à la figure 4.3.

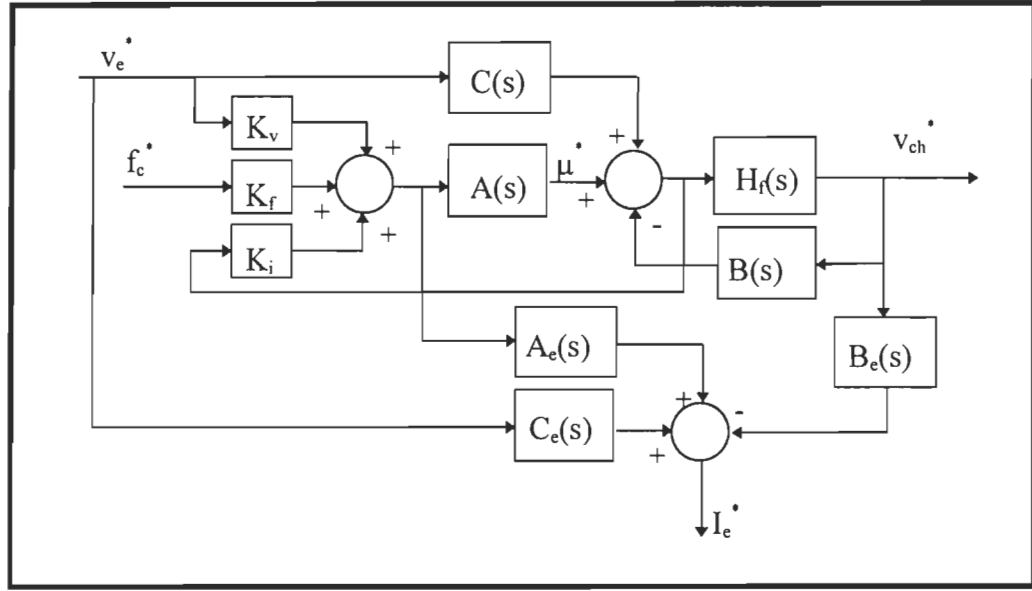


Figure 4.3 Diagramme fonctionnel du convertisseur à résonance par extension de la méthode d'injection du courant

À l'aide de la figure 4.3, on peut déduire les caractéristiques de transfert du CQR-ICN Sepic.

- Tension de sortie  $v_{ch}(s)$

$$v_{ch}^*(s) = \frac{C(s) H_f(s) + K_v A(s) H_f(s)}{1 - A(s) K_i + B(s) H_f(s)} v_e^*(s) + \frac{H_f(s) K_f A(s)}{1 - A(s) K_i + B(s) H_f(s)} f_c^*(s) \quad (4.5)$$

- Courant d'entrée  $i_e(s)$

$$i_e^* = (K_v A_e(s) + C_e(s)) v_e^*(s) + K_f A_e(s) f_c^*(s) + \left( \frac{K_i A_e(s)}{H_f(s)} - B_e(s) \right) v_{ch}^* \quad (4.6)$$

### 4.3 Conception du circuit de commande

Le système de commande asservi est conçu de manière à corriger les écarts entre la valeur réelle du signal de sortie et la valeur désirée, correspondant à la loi imposée à l'entrée. Dans notre cas on va commander la tension de sortie du convertisseur Sepic quasi-résonnant à commutation à courant nul en agissant sur la commande (rapport cyclique). Le système asservi de commande de la tension de sortie peut être symbolisé par le schéma fonctionnel de la figure 4.4, dans lequel on a désigné par  $H(s)$  et  $G(s)$  les fonctions de



transfert des éléments de la boucle et par  $A_{vco}$  et  $b$  les gains de la boucle directe et de la boucle de retour.

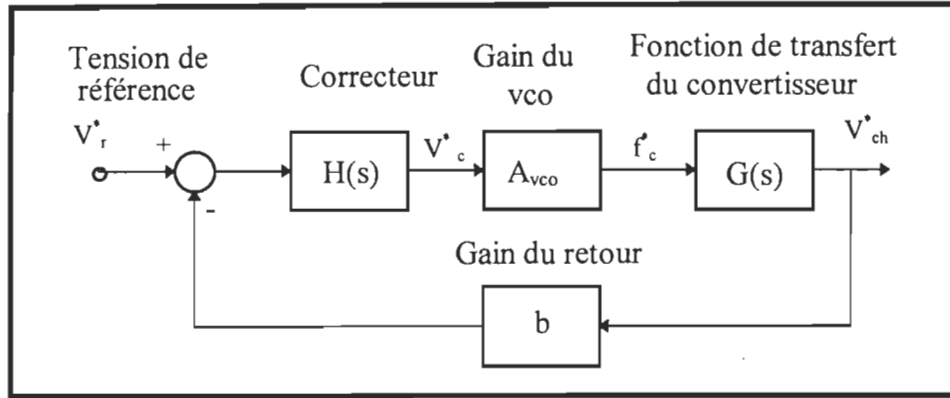


Figure 4.4: Schéma fonctionnel du système corrigé

#### 4.3.1 Critères de stabilité

L'étude du degré de stabilité de notre système peut fournir des renseignements précieux sur son comportement. En général la stabilité d'un convertisseur d'une alimentation à découpage s'exprime par [25]:

- le plus grand gain de boucle possible à 0 Hz (en valeur absolue): erreur statique nulle.
- une marge de phase de 45° minimum (90° idéal) sur toute la plage de fréquence à l'intérieur de laquelle la valeur absolue du gain de boucle est supérieure ou égale à un.
- la valeur absolue du gain de boucle tend vers 0 quand la fréquence angulaire  $\omega$  tend vers l'infini.

#### 4.3.2 Application des critères sur notre système

- La fonction de transfert du convertisseur  $G(s)$  est:

$$\frac{V_{ch}^*}{f_c^*} = \frac{V_e (1+M)^2 (R - R_L M^2)}{(1+M)^2 R_L + R} * \frac{\omega_{z1} - s}{\omega_{z1}} * \frac{\omega_{z2} + s}{\omega_{z2}} * \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2} \quad (4.7)$$

où  $\omega_{z1} = \frac{R - R_L M^2}{L_1 M^2}$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{C_s R_{cs}}$$

$$\omega_n = \left( \frac{(1+M)^2 R_L + R}{(1+M)^2 L_1 C_s R} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n} \left[ \frac{1}{C_s R} + \frac{1}{L_1} + \frac{R_{cs}}{L_1 (1+M)^2} \right]$$

- Dans notre système asservi, la fonction de transfert  $G(s)$  ne contient pas de zéro à  $s = 0$ . Alors pour obtenir le plus grand gain de boucle possible à 0 Hz, la fonction  $H(s)$  doit contenir un pôle à  $s = 0$  rad/sec.

Donc: à  $s \rightarrow 0$ ,  $H(s) \rightarrow \infty$  et  $H(s) G(s) b \rightarrow \infty$

- Marge de phase minimale 45°:

Puisque la fonction  $G(s)$  contient deux pôles et un zéro à gauche du plan complexe et un zéro du côté droit, l'annulation pôle-zéro ne fonctionne qu'avec les pôles et le zéro du côté gauche.

Une façon (condition suffisante) de contourner l'effet d'un zéro à droite de plan complexe est d'avoir [25]:

$$|h(j\omega_{z1})g(j\omega_{z1})b| \leq 1$$

où  $\omega_{z1}$  est la fréquence angulaire qui correspond au zéro situé dans le demi plan droit du plan  $s$

Nous employons maintenant la procédure définie dans [25] pour déterminer les éléments du compensateur.

- **Caractéristique du convertisseur ca-cc**

$$V_s = 60-170 \text{ V} \quad R = 23-96 \text{ } \Omega \quad L_1 = 700 \text{ } \mu\text{H}$$

$$R_L = 0.01 \text{ } \Omega \quad R_{Cs} = 0.01 \text{ } \Omega \quad C_s = 1000 \text{ } \mu\text{F}$$

- **Caractéristiques du convertisseur au pire cas**

Dans notre cas, le pire cas de la fonction de transfert est:

$$V_s = 60 \text{ V} \quad R = 23 \text{ } \Omega$$

- zéro à droite  $\omega_{z1} = 49713 \text{ rad/sec} \Rightarrow f_{z1} = 7.91 \text{ k Hz}$
- zéro à gauche  $\omega_{z2} = 142816 \text{ rad/sec} \Rightarrow f_{z2} = 22.73 \text{ k Hz}$
- deux pôles conjugués  $\omega_n = 869.57 \text{ rad/sec} \Rightarrow f_n \approx 138.4 \text{ Hz}$
- coefficient d'amortissement  $\xi = 15 \%$

Le tracé de la fonction de transfert du pire cas est illustré aux figures 4.6.a et 4.6.b.

### • 1<sup>ère</sup> itération

Compensons l'effet des pôles conjugués à 138.4 Hz par deux zéros réels à 138.4 Hz.

Notre compensateur devra alors comporter au moins:

- un pôle à  $s = 0$ .
- 2 zéros à  $f = 138 \text{ Hz}$ .

$$\text{donc } H(s) = \frac{\omega_4}{s} * \left( \frac{\omega_{z3} + s}{\omega_{z3}} \right)^2$$

$$\text{où } \omega_{z3} = 869.57 \text{ rad / sec} \Rightarrow f_{z3} = 138.4 \text{ Hz}$$

$$\omega_4 = 179 \text{ rad / sec} \Rightarrow f_4 = 29 \text{ Hz}$$

Le tracé de la fonction de transfert pour la première itération est illustré aux figures 4.7.a et 4.7.b.

### • 2<sup>ème</sup> itération

- Pour augmenter la marge de phase jusqu'à 45°, il faudrait diminuer  $\omega_4$  de 6 db.
- Pour avoir  $h(s)*g(s)*b = 0$  quand  $s \rightarrow \infty$  il faut ajouter 2 pôles à haute fréquence:
  - \* Un pôle pour annuler l'effet de  $\omega_{z2}$ .
  - \* Un pôle placé plus loin qui donnera au gain de boucle une pente de -20 db/dec. La position de ce deuxième pôle devra être suffisamment éloignée pour ne pas trop affecter la marge de phase.

Donc la deuxième itération donne:

$$H(s) = \frac{\omega_4}{s} * \left( \frac{\omega_{z3} + s}{\omega_{z3}} \right)^2 * \frac{\omega_{p1}}{s + \omega_{p1}} * \frac{\omega_{p2}}{s + \omega_{p2}}$$

$$\text{où } \omega_4 = 99 \text{ rad / sec} \Rightarrow f_4 = 15 \text{ Hz}$$

$$\omega_{z3} = 869.57 \text{ rad / sec} \Rightarrow f_{z3} = 138.4 \text{ Hz}$$

$$\omega_{p1} = \omega_{z2} = 142000 \text{ rad / sec} \Rightarrow f_{p1} = 22.6 \text{ kHz}$$

$$\omega_{p2} = 4 * \omega_{z2} = 571430 \text{ rad / sec} \Rightarrow f_{p2} = 91 \text{ kHz}$$

Le tracé de la fonction de transfert pour la deuxième itération est illustré aux figures 4.8.a et 4.8.b. Une atténuation de 6 dB dans le gain donne une marge  $\Phi_m \approx 45^\circ$  comme la montre la figure 4.8. Les figures 4.9.a et 4.9.b montrent la validité de la condition de marge de phase  $\Phi_m \geq 45^\circ$  dans le domaine de fréquence, lorsque la tension du réseau varie entre 60-170 V et la charge change de 23-96, est respectée.

### 4.3.3 Réalisation du compensateur

Le circuit de la figure 4.5 sera employé pour réaliser le compensateur.

$$\frac{v_{com}^*}{v_{ch}^*} = -b * \frac{R_f}{R_2 + R_4 + R_a} * \frac{\omega_f}{s} * \frac{s + \omega_f}{\omega_f} * \frac{\omega_1}{s + \omega_1} * \frac{s + \omega_2}{\omega_2} * \frac{\omega_3}{s + \omega_3}$$

où  $\omega_f = \frac{1}{R_f C_f}$

$$\omega_1 = 1/R_f \left( \frac{C_1 C_f}{C_1 + C_f} \right)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} ; \omega_3 = \omega_2 \left( 1 + \frac{R_2}{R_a + R_4} \right)$$

$$b = \frac{R_3}{R_1 + R_3} ; R_a = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}$$

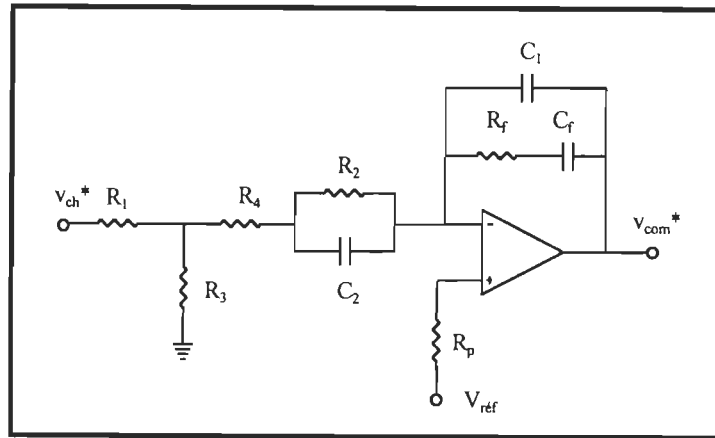


Figure 4.5: Schéma du compensateur

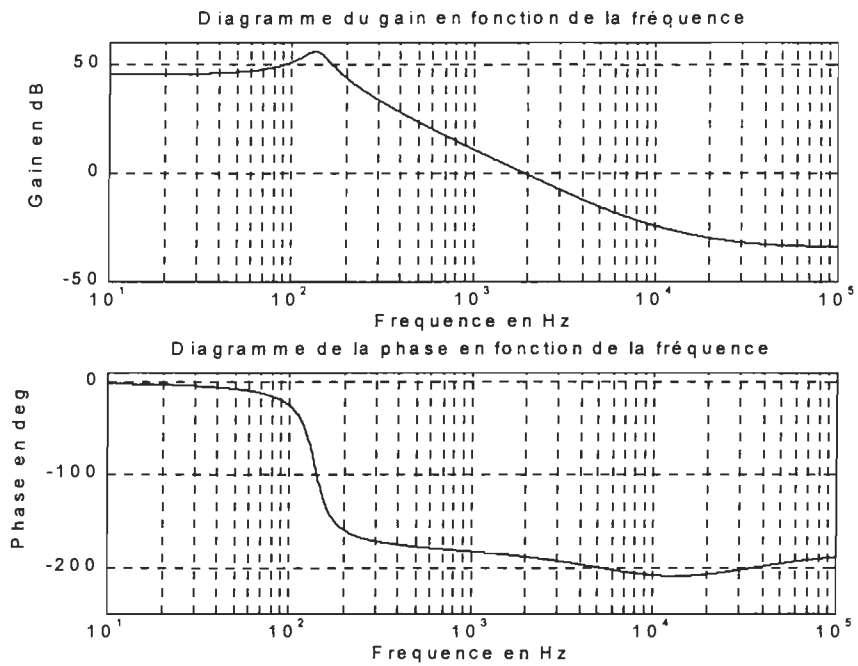


Figure 4.6.a Gain et phase de la fonction de transfert  $G(s)$

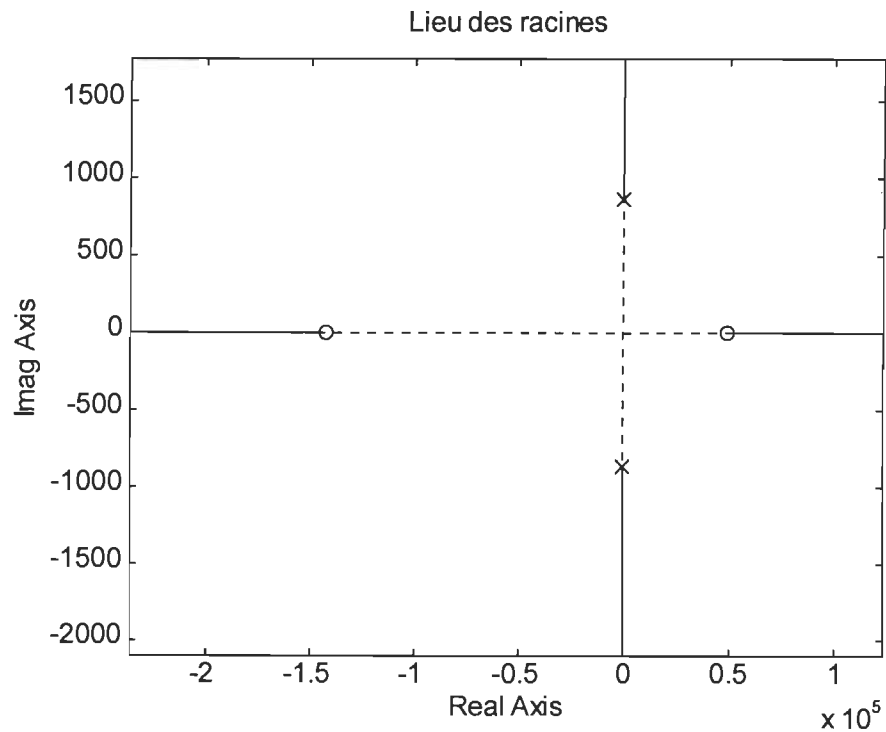


Figure 4.6.b Lieu des racines de la fonction de transfert  $G(s)$

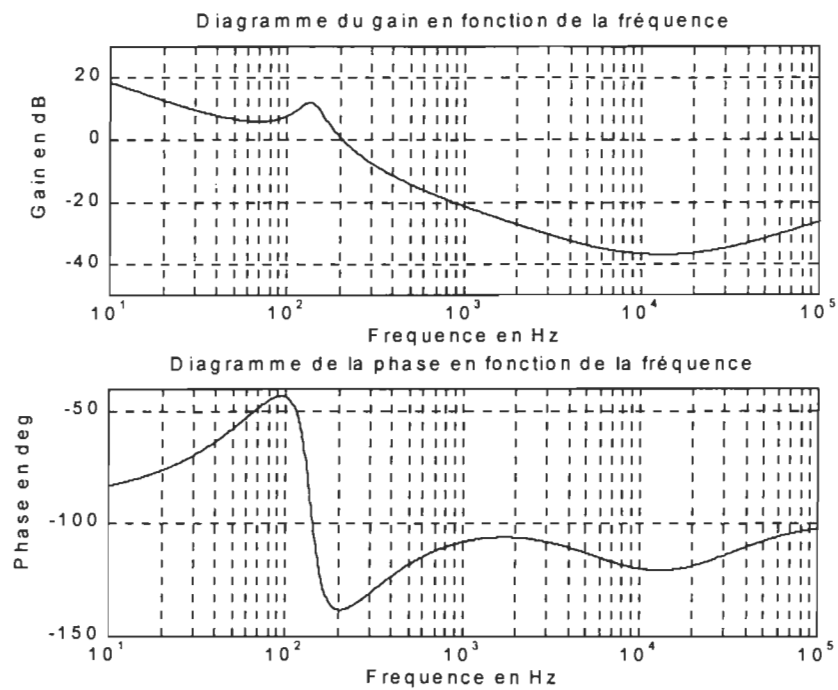


Figure 4.7.a Gain et phase de la fonction de transfert de  $G(s).H(s)$ , 1<sup>ère</sup> itération

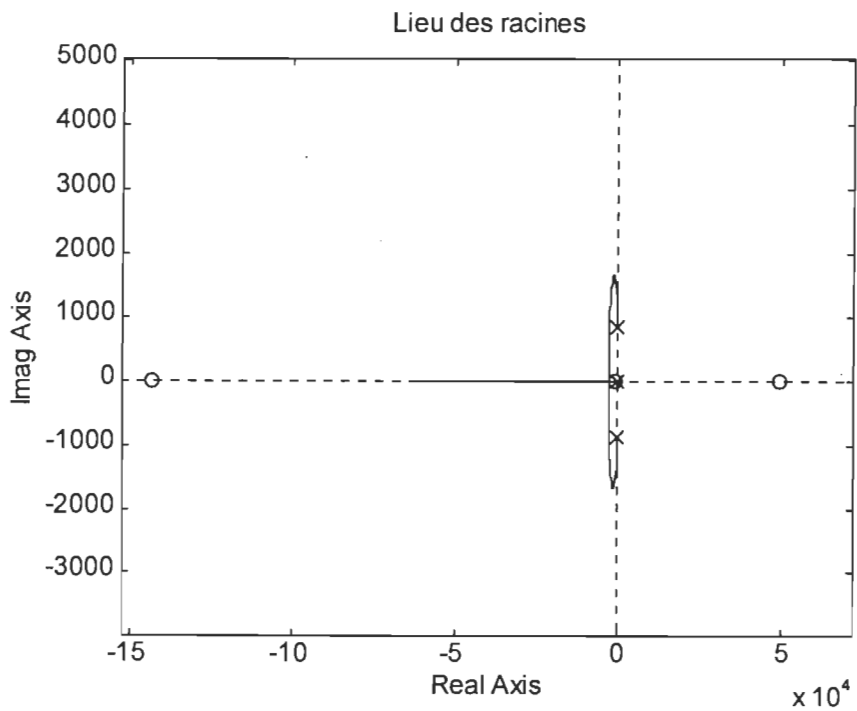


Figure 4.7.b Lieu des racines de la fonction de transfert de  $G(s).H(s)$ , 1<sup>ère</sup> itération

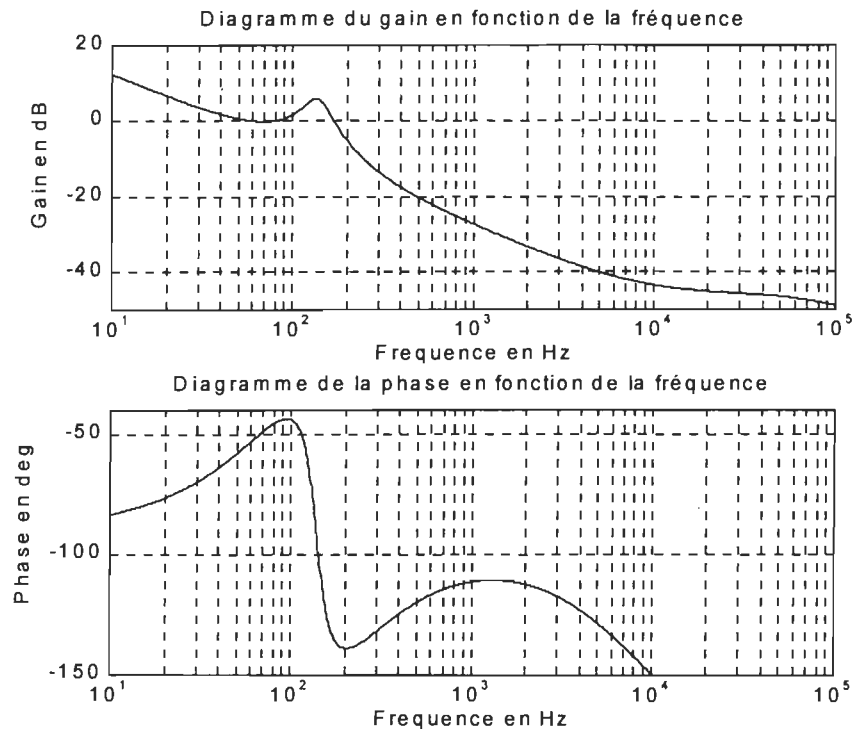


Figure 4.8.a Gain et phase de la fonction de transfert de  $G(s).H(s)$ , 2<sup>ème</sup> itération

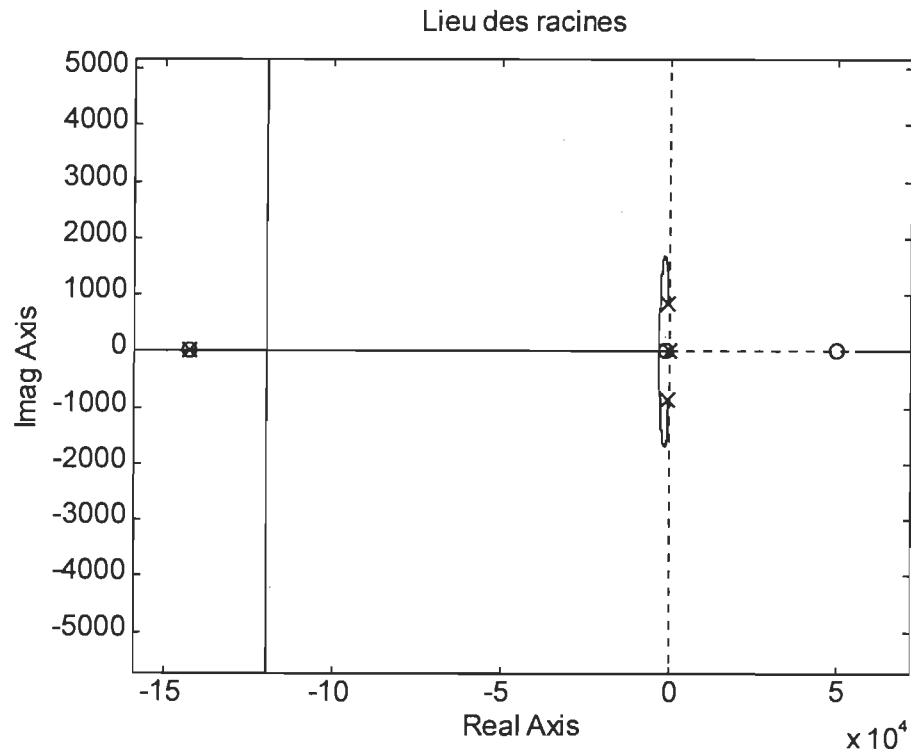


Figure 4.8.b Lieu des racines de la fonction de transfert de  $G(s).H(s)$ , 2<sup>ème</sup> itération

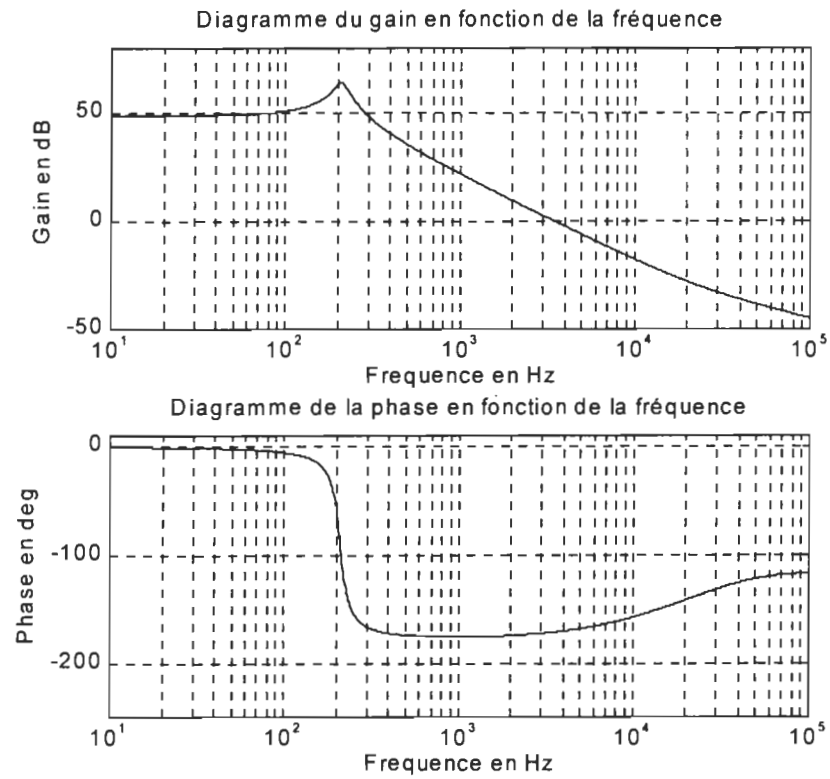


Figure 4.9.a Gain et phase de  $G(s)$ ;  $V_s=170$  et  $R=96 \Omega$ .

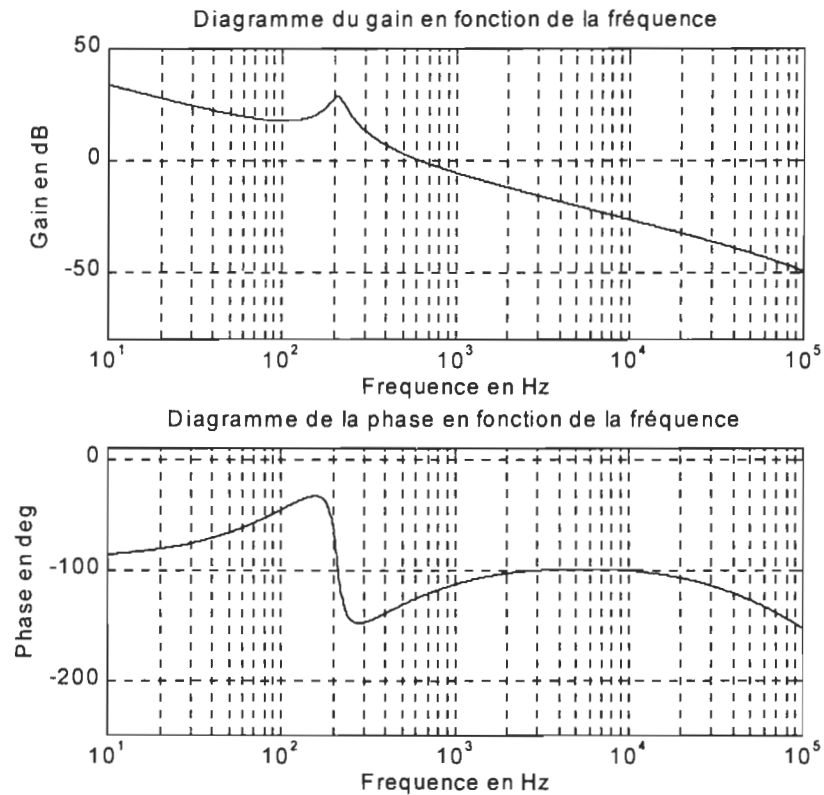


Figure 4.9.b Validation gain et phase de  $G(s).H(s)$ ;  $V_e=170$  et  $R=96 \Omega$ .



## 4.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons trouvé une fonction de transfert pour le convertisseur Sepic quasi-résonnant à interrupteur à courant nul demi-onde. Vu la non linéarité des caractéristiques statiques du convertisseur, nous avons adopté la méthode de modélisation d'injection du courant étendu aux convertisseurs à résonance [23]. L'analyse en petit signal permet d'obtenir une fonction de transfert liant la tension de sortie à la variable de commande, soit la fréquence de commutation. Cette méthode permet ainsi de calculer en utilisant les méthodes habituelles (bode et Nyquist)

Le schéma du convertisseur complet avec son circuit d'asservissement est montrée à la figure 5.4. Le principe de régulation consiste à capter l'image de la tension sortie et de l'asservir au moyen du compensateur commandant un VCO qui permet de fonctionner le convertisseur quasi résonnant à fréquence variable.

Bien que l'étude du calcul du régulateur ait déjà été développée dans la littérature [25], par sa puissance, la méthode utilisée est basée sur la présentation du convertisseur classique, dans ce travail on l'a étendu aux convertisseurs à résonance soit convertisseur sepic quasi résonnant à interrupteur à courant nul demi onde. Le calcul des éléments de la boucle de régulateur est basé sur le choix de la marge de phase de  $\phi_m \geq 45^\circ$ .

Dans la première itération on a compensé l'effet des pôles conjugués par deux zéros réels. Dans la deuxième itération on ajusté le marge de phase pour qu'il soit supérieur ou égale à  $45^\circ$ . Les résultats obtenus montrent que la marge de phase est supérieure que  $45^\circ$  ce qui garantit une stabilité satisfaisante de notre convertisseur. Les courbes de lieu des racines montrent que les parties réelles des pôles du système en boucle fermée sont suffisamment éloignées de la zone de l'instabilité.

## 4.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons trouvé une fonction de transfert pour le convertisseur Sepic quasi-résonnant à interrupteur à courant nul demi-onde. Vu la non linéarité des caractéristiques statiques du convertisseur, nous avons adopté la méthode de modélisation d'injection du courant étendu aux convertisseurs à résonance [23]. L'analyse en petit signal permet d'obtenir une fonction de transfert liant la tension de sortie à la variable de commande, soit la fréquence de commutation. Cette méthode permet ainsi de calculer en utilisant les méthodes habituelles (bode et Nyquist)

Le schéma du convertisseur complet avec son circuit d'asservissement est montrée à la figure 5.4. Le principe de régulation consiste à capter l'image de la tension sortie et de l'asservir au moyen du compensateur commandant un VCO qui permet de fonctionner le convertisseur quasi résonnant à fréquence variable.

Bien que l'étude du calcul du régulateur ait déjà été développée dans la littérature [25], par sa puissance, la méthode utilisée est basée sur la présentation du convertisseur classique, dans ce travail on l'a étendu aux convertisseurs à résonance soit convertisseur sepic quasi résonnant à interrupteur à courant nul demi-onde. Le calcul des éléments de la boucle de régulateur est basé sur le choix de la marge de phase de  $\phi_m \geq 45^\circ$ .

Dans la première itération on a compensé l'effet des pôles conjugués par deux zéros réels. Dans la deuxième itération on ajusté le marge de phase pour qu'il soit supérieur ou égale à  $45^\circ$ . Les résultats obtenus montrent que la marge de phase est supérieure que  $45^\circ$  ce qui garantit une stabilité satisfaisante de notre convertisseur. Les courbes de lieu des racines montrent que les parties réelles des pôles du système en boucle fermée sont suffisamment éloignées de la zone de l'instabilité.

## Chapitre 5

# Réalisation pratique du Convertisseur Sepic Quasi-Résonnant

### 5.1 Objectif

Notre but est de développer un prototype industriel de source d'alimentation CA-CC monophasée de faible puissance (100 W). Cette alimentation devrait répondre aux normes recommandées par IEEE [26].

Une grande attention sera portée sur l'utilisation des composants afin d'augmenter la fiabilité du système et de minimiser les coûts, le poids et le volume.

### 5.2 Cahier des charges

* Tension nominale efficace d'entrée	60-110 V
* Tension moyenne de sortie	48 V
* Tension maximale à l'entrée du prérégulateur	60 V
* Fréquence du réseau	60 Hz
* Rendement	$\geq 95 \%$
* Distorsion harmonique	$\leq 5 \%$
* Ondulation de la tension de sortie	$\leq 5 \%$

### 5.3 Circuit de commande

Le circuit de commande utilisé pour la commande du transistor du convertisseur quasi-résonnant Sepic est le **UC3865N** de la compagnie **UNITRODE®**. Ce dernier présente l'avantage d'être très flexible, car il permet d'obtenir un courant d'entrée sinusoïdal et une tension à la sortie régulée par modification des composants passifs associés à ce circuit. Aussi, la détection de passage du courant par zéro permet au circuit de couper l'impulsion d'attaque de l'interrupteur (voir fig.5.1 et fig.5.2). Le circuit de

commande comporte plusieurs blocs: un bloc d'oscillateur (VCO), un bloc de détection de zéro, un bloc rétroaction tel qu'illustré à la figure 5.2.

La fréquence de commutation est choisie par la combinaison d'un condensateur externe  $C_{vco}$  et deux résistances externes  $R_{min}$  et  $R_{marge}$ . Ces trois composants peuvent être utilisés pour varier la fréquence de commutation du convertisseur. Les valeurs approximatives des fréquences limites de commutation peuvent être calculées par l'expression [27]:

$$\begin{aligned} f_{c,min} &= \frac{4.3}{R_{min} * C_{vco}} \\ f_{c,max} &= \frac{3.3}{(R_{min} \parallel R_{marge}) * C_{vco}} \end{aligned} \quad (5.1)$$

où  $f_{c,min}$  est la fréquence de commutation minimale en hertz

$f_{c,max}$  est la fréquence de commutation maximale en hertz

$C_{vco}$  est la valeur du condensateur externe du VCO en farads

$R_{min}$  est la valeur de la résistance minimale externe en ohm

$R_{marge}$  est la valeur de la résistance maximale externe en ohm

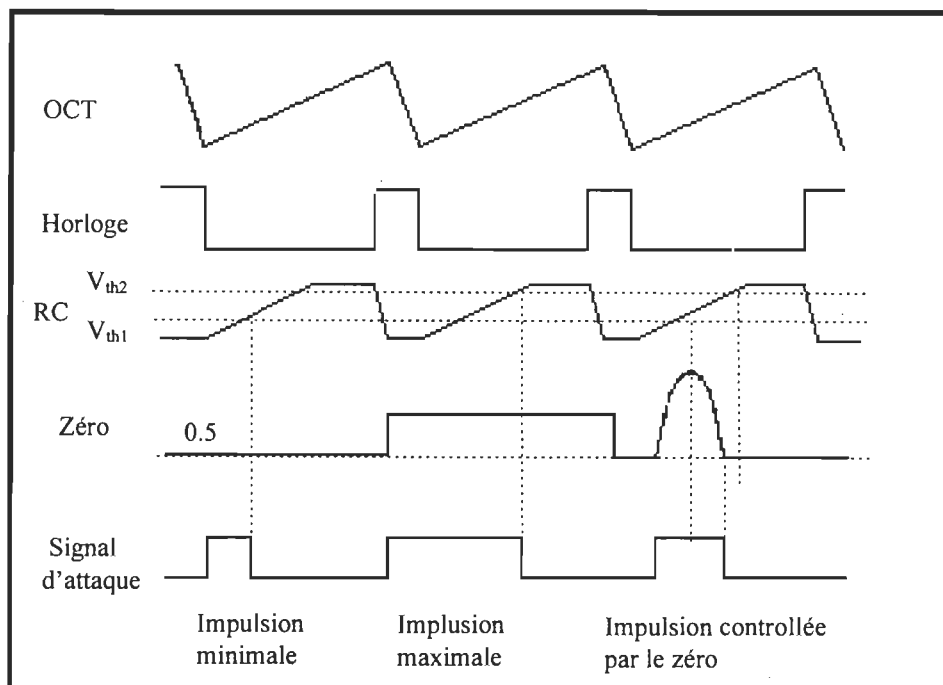


Figure 5.1: Chronogramme des signaux du circuit UC3865

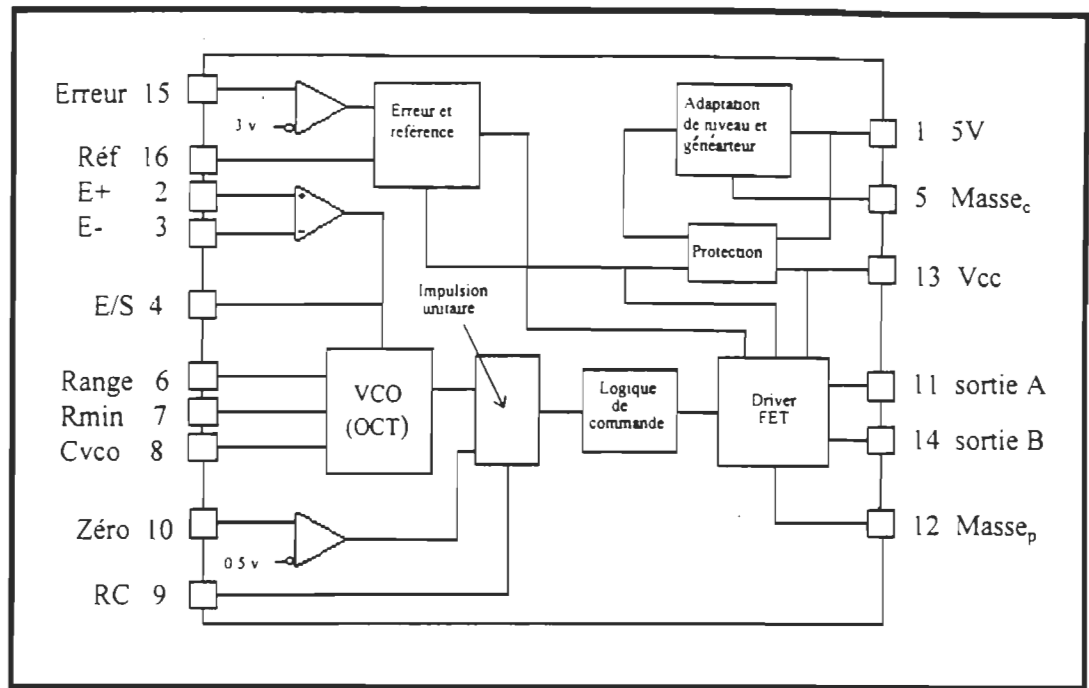


Figure 5.2: Bloc diagramme du circuit UC3865

Le circuit d'attaque du IGBT est le circuit IR2110. Ce circuit est utilisé à amplifier le signal de commande délivré par le circuit UC3865 pour commander l'interrupteur de puissance. Ce circuit est rapide, son temps de commutation est 25ns; et possède une entrée de type FET, donc il n'influence pas le circuit de commande. La logique de commande de ce circuit est semblable à celles des circuits CMOS (standard), et aux circuits TTL-LS.

Le circuit logique MC14071B (porte ou) est ajouté afin d'additionner les deux signaux de sortie du circuit 3865N pour attaquer l'interrupteur  $T_p$ .

## 5.4 Circuit de puissance

L'unité que nous avons réalisée est un convertisseur monophasé utilisant le principe de la résonance. Il est constitué de deux étages distincts de conversion.

Le premier étage est constitué d'un pont à diodes à basse fréquence, lequel est constitué de quatre diodes de puissance. Le circuit de charge de ce pont est formé par un circuit pré-régulateur à haute fréquence (deuxième étage) dont la charge est un condensateur de filtrage  $C_s$  placé en parallèle avec la résistance de charge  $R$ . La structure du pré-régulateur réalisée est celle du convertisseur Sepic monophasé quasi-résonnant à interrupteur à

commutation à courant nul. Celui-ci est réalisé à partir du convertisseur Sepic classique en changeant l'interrupteur standard par une cellule de commutation douce. Cette cellule est composée d'un interrupteur (IGBT)  $T_p$ , d'une diode  $D_r$  montée en série avec l'IGBT qui permet au courant de circuler dans un seul sens, d'une inductance de résonance  $L_r$  et d'un condensateur de résonance  $C_r$ .

### 5.4.1 Détecteur du courant

Comme on a mentionné auparavant, le circuit de correction de facteur de puissance à interrupteur à courant nul a besoin d'information du courant dans l'interrupteur. Le passage par zéro du courant dans l'inductance de résonance doit être détecté. Une méthode résistive de détection du courant sera utilisée ici.

Deux choses doivent être prises en considération. Premièrement, la résistance ne devra pas être trop élevée afin de ne pas pénaliser le rendement. Deuxièmement, une résistance très faible cause un signal détecté plein de bruit. Par exemple, pour un circuit d'une puissance de 500 Watt, une perte de 1 Watt dans la résistance est acceptable.

La résistance utilisée est constituée de quatre résistances de 1 Ohm reliées en parallèle. Le meilleur choix est de placer  $R_{det}$  comme montré à la figure 5.3.

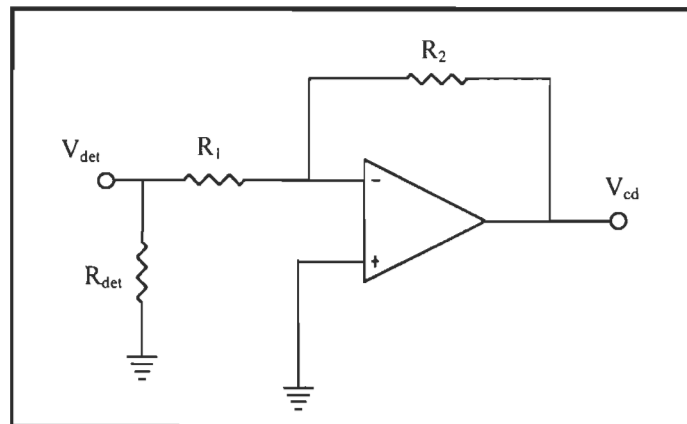


Figure 5.3 Résistance de détection avec amplificateur de gain

## 5.5 Résultats expérimentaux

Le montage expérimental global du convertisseur Sepic quasi-résonnant à interrupteur à commutation à courant nul apparaît à la figure 5.4. Le prototype du CQR-ICN Sepic utilisé comme PFP a été bâti avec les caractéristiques suivantes: la source de tension utilisée est une source variable avec  $v_e = 60-120$  volts, la résistance de charge est  $R = 23-96 \Omega$  ; il n'y a pas de transformateur d'isolement ( $n = 1$ ); et la tension de sortie est  $V_{ch} = 48$  V.

La valeur du paramètre  $f_{n,p}$  (chapitre 3) peut être obtenue de l'équation (3.52), est  $f_p = 0.22$ . La figure 3.10 montre l'évolution de la fréquence de commutation normalisée quand la charge est de  $23 \Omega$  ( $\lambda = 1$ ) et quand la charge est de  $46 \Omega$  ( $\lambda = 2$ ), pour le cas d'un interrupteur de type demi-onde.

Les différentes mesures présentées ci-dessous résument les résultats obtenus expérimentalement. Les figures 5.5 et 5.6 présentent les formes de courant et de tension dans l'interrupteur. Ainsi, on notera que le blocage du IGBT s'effectue à commutation à courant nul (fig.5.6), donc les pertes à l'ouverture sont quasiment nulles. De plus, les gradients de courant (fig. 5.5 et 5.6) sont toujours contrôlés par le circuit résonnant lors de l'amorçage et du blocage; ainsi, les pertes par commutation sont bien gérées.

Les figures 5.7 et 5.8 présentent le courant et la tension du circuit résonnant. Elles confirment bien les résultats de l'étude théorique et de simulation. La figure 5.8 nous donne le plan de phase (tension de  $C_r$  et courant dans  $L_r$  du circuit oscillant). On remarque que ce plan de phase est légèrement différent que celui de l'étude théorique. Ceci est dû aux éléments parasites dus aux câblages ainsi que la liaison de la sonde du courant avec l'oscilloscope.

La figure 5.9 donne le courant d'entrée et la tension d'entrée du réseau; on notera que la facteur de puissance est presque unitaire  $FP \approx 0.9985$ . De plus, la qualité de la forme du courant et de la tension sinusoïdale est très bonne (contenu harmonique). En effet, la figure 5.10 démontre que le contenu harmonique du spectre d'amplitude du courant injecté dans le réseau est très faible. On a, par exemple, la troisième harmonique (180 Hz) qui ne représente que 5% de l'amplitude de la fondamentale (60 Hz); aussi, on obtient un taux de distorsion harmonique total de l'ordre de 5%.

représente que 5% de l'amplitude de la fondamentale (60 Hz); aussi, on obtient un taux de distorsion harmonique total de l'ordre de 5%.

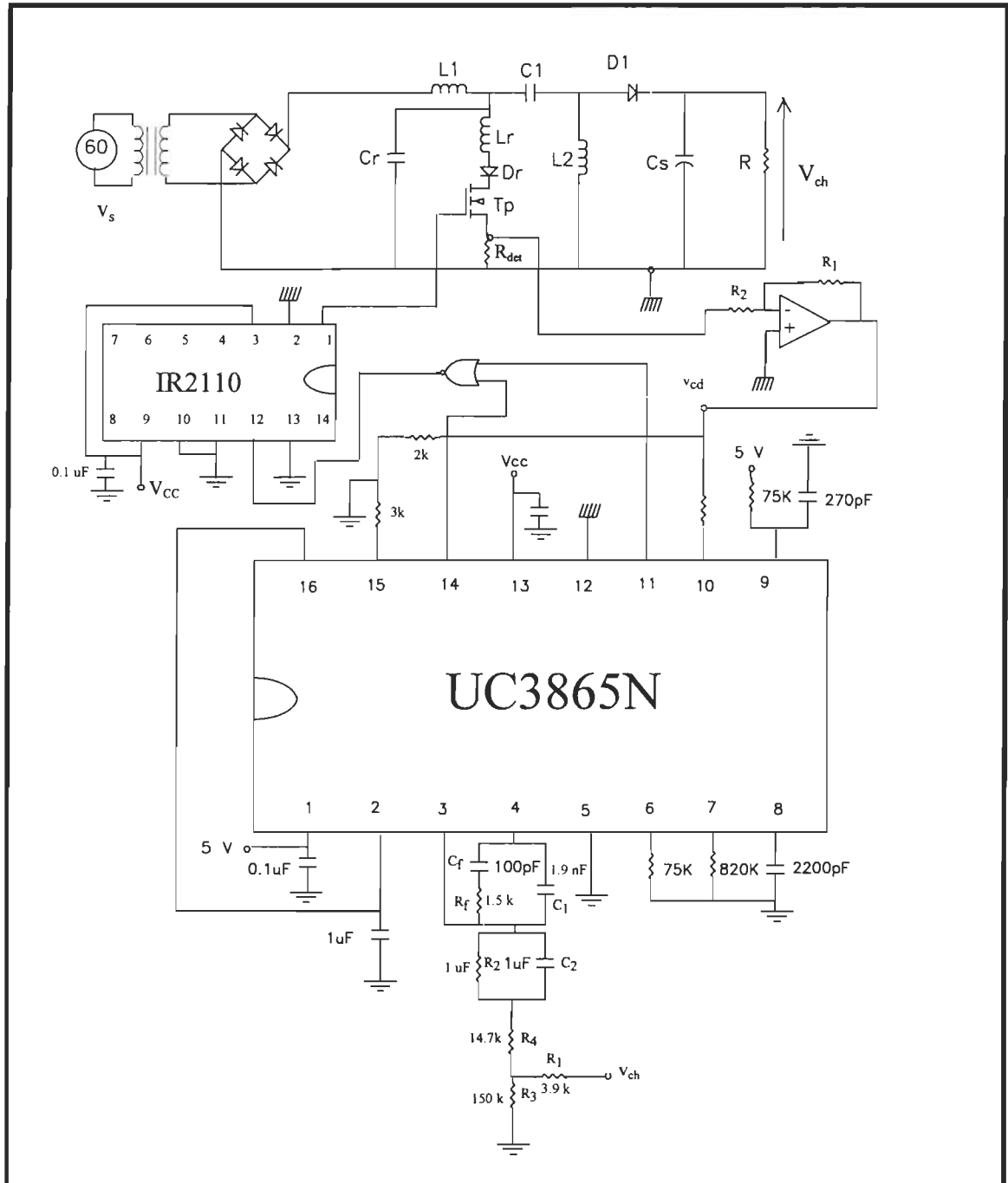


Figure 5.4 Montage du CQR-ICN avec circuit de commande.



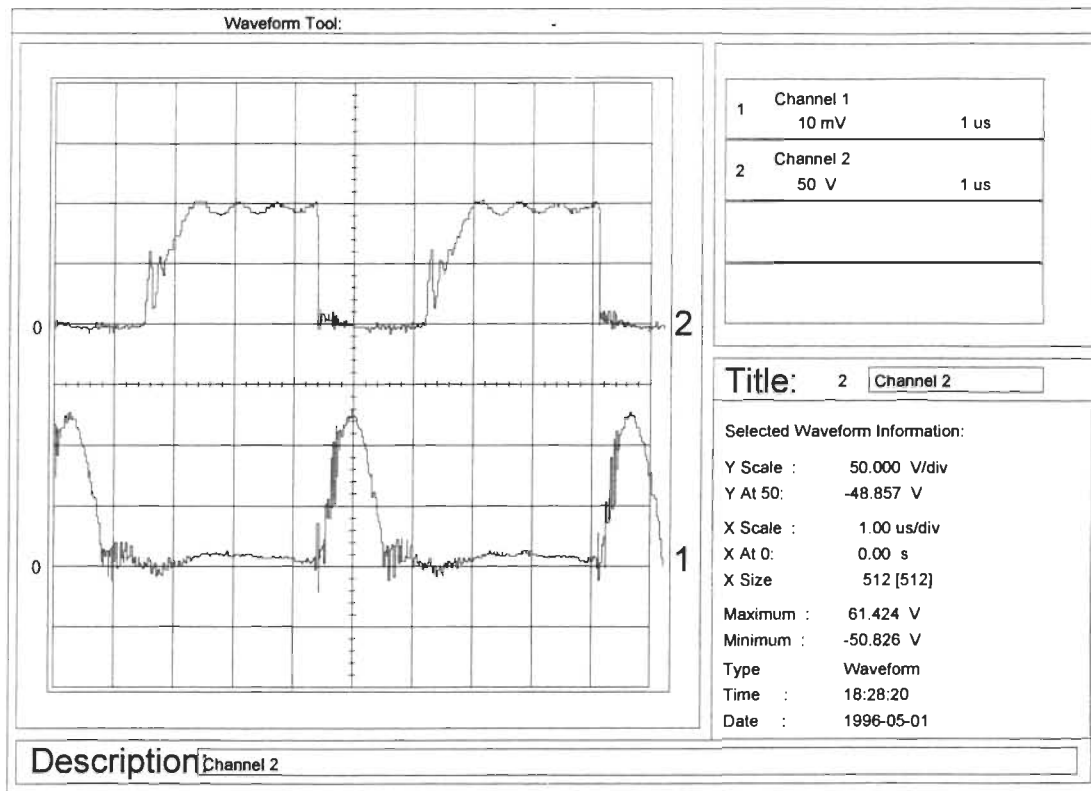


Figure 5.5: Courant (1) et tension aux bornes de l'interrupteur  $T_p$  (2)

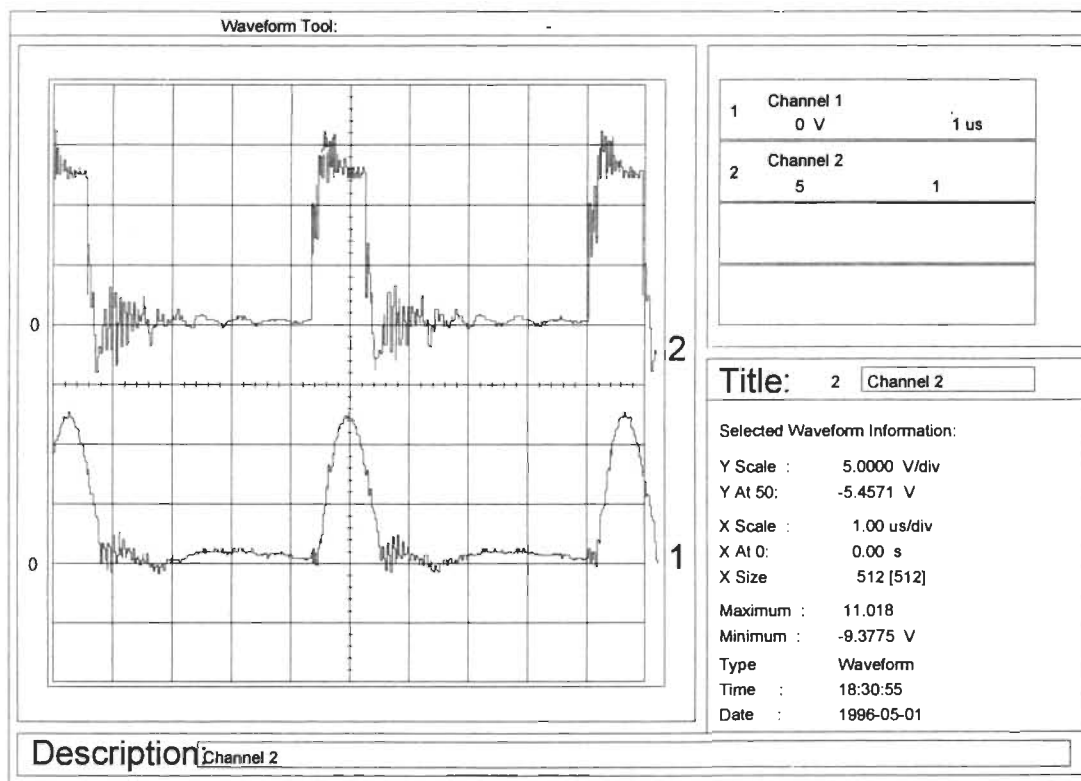


Figure 5.6: Courant dans l'interrupteur (1) et tension à la gâchette (2)

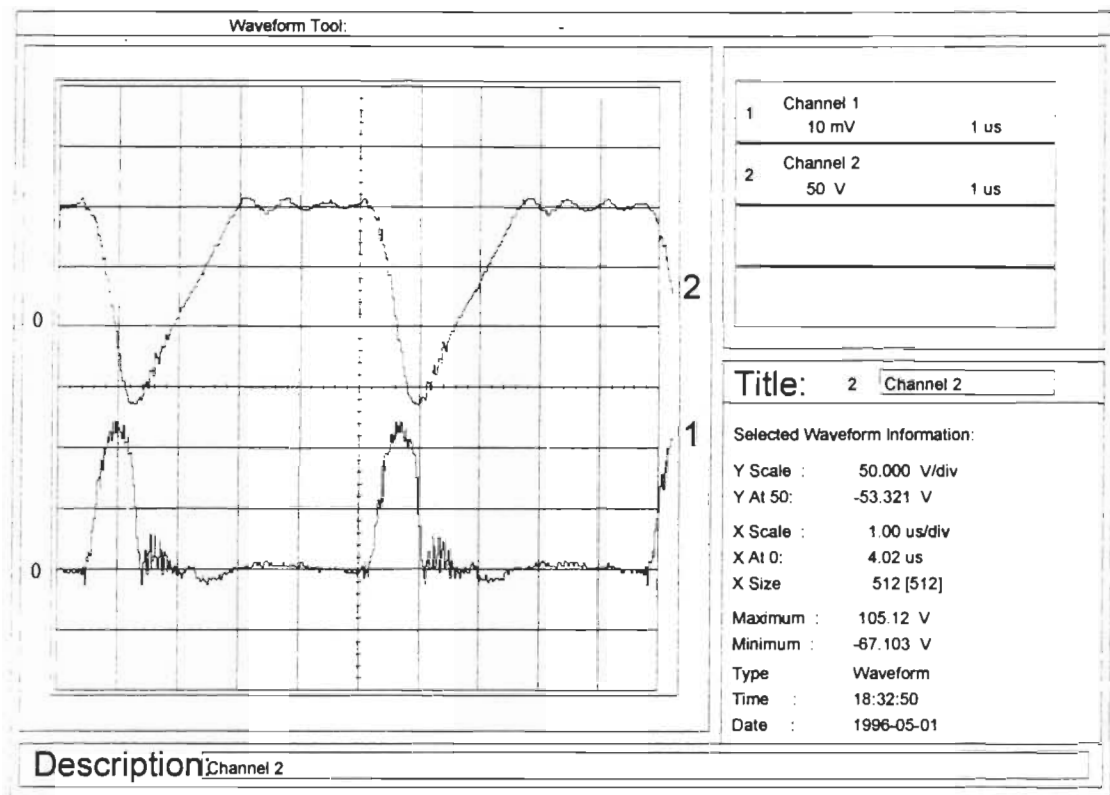


Figure 5.7: Courant (1) et tension (2) dans le circuit résonnant

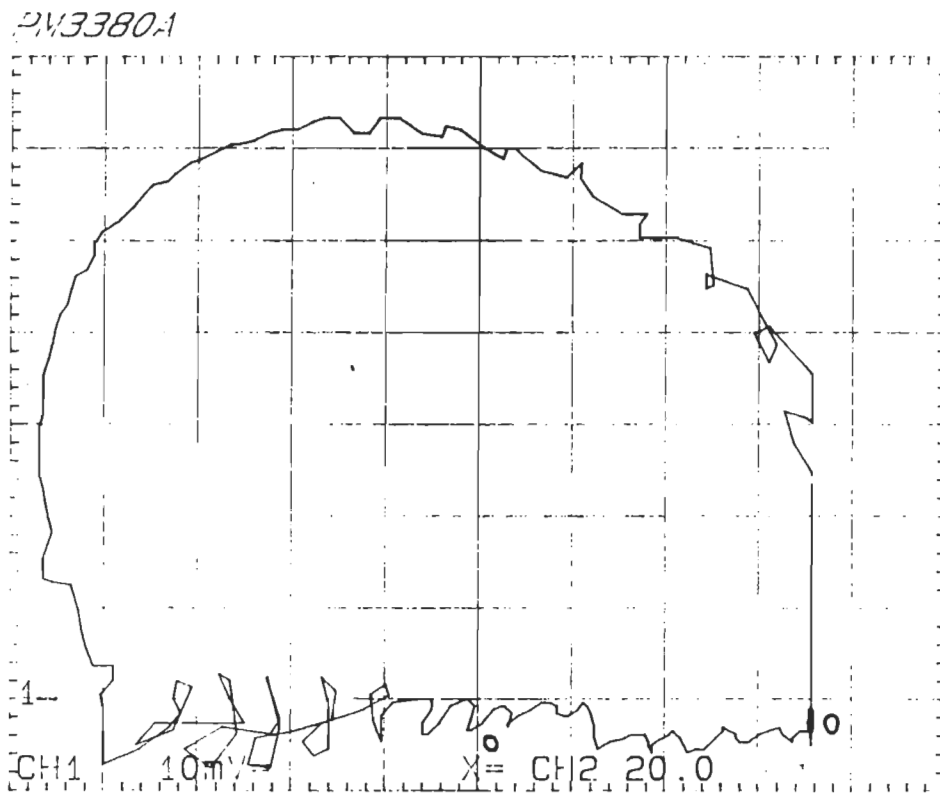


Figure 5.8: Plan de phase du circuit oscillant

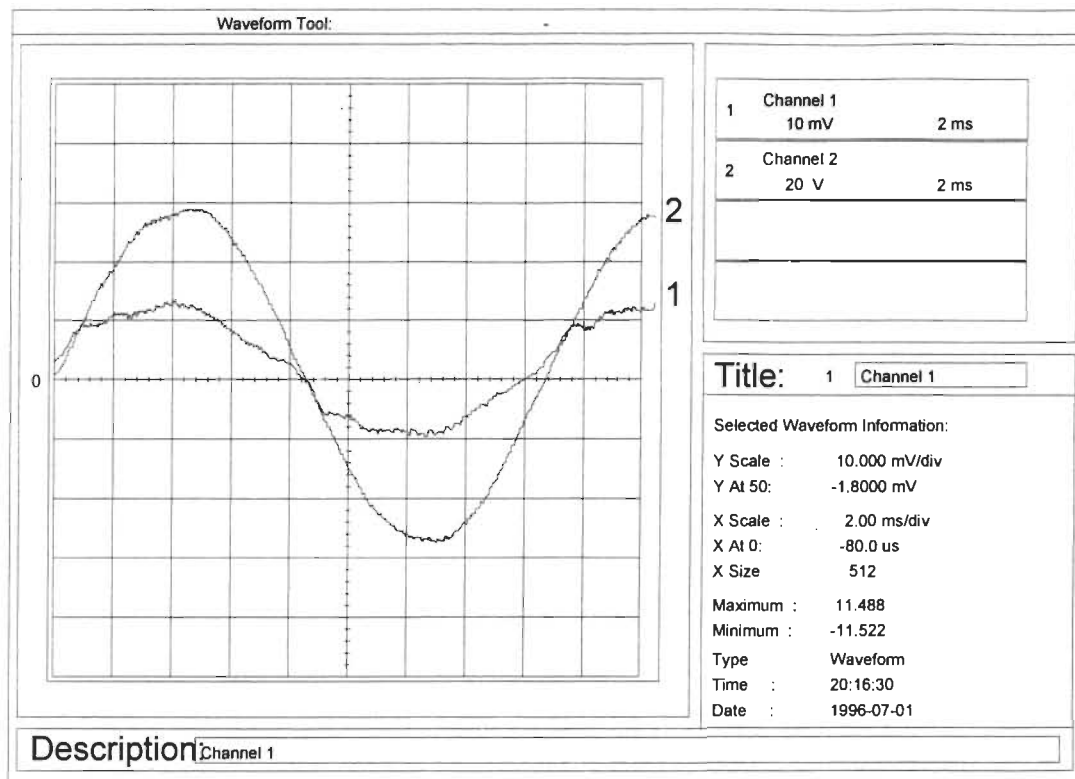


Figure 5.9: Tension d'entrée (2) et courant d'entrée (1) du réseau

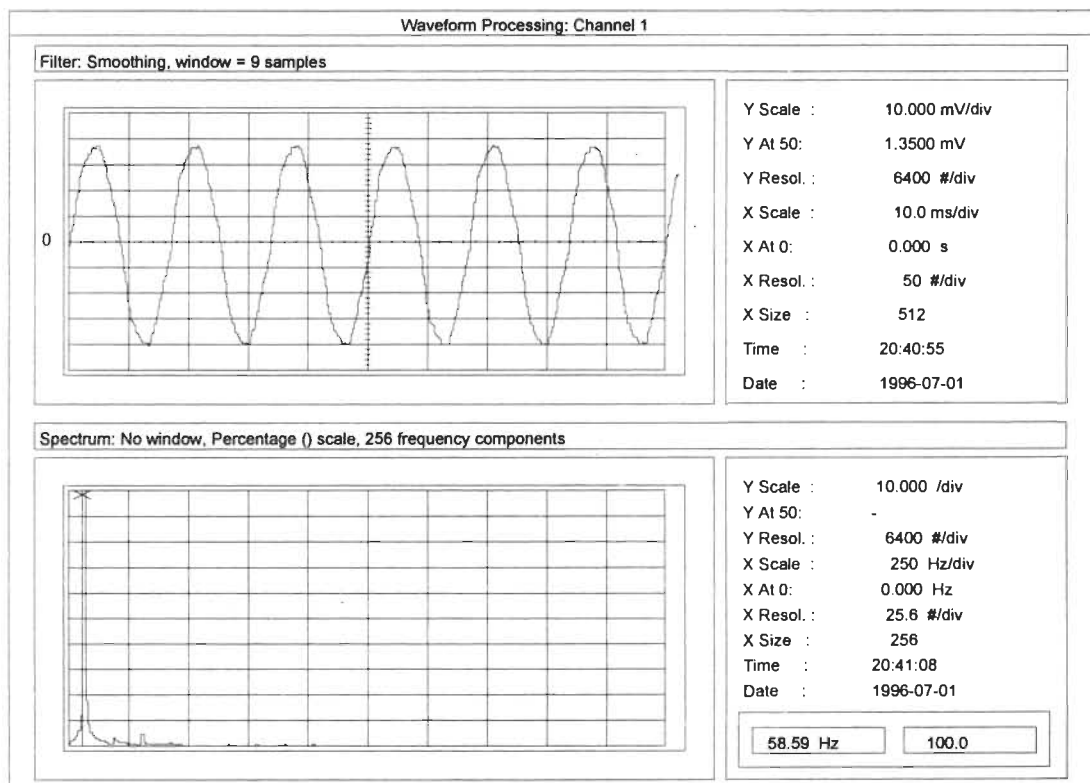


Figure 5.10: Spectre d'amplitude du courant d'entrée du réseau

## 5.6 Analyse des résultats et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé le montage expérimental que nous avons développé. Nous avons en particulier présenté la commande réalisée à base du circuit de la compagnie unitrode UC3865.

Les résultats obtenus en pratique valident les simulations ainsi que l'étude théorique. Le tableau 5.1 résume les résultats obtenus par simulation et par expérimentation pour différentes techniques de correction de facteur de puissance faites dans ce travail. Ainsi que le cas d'un redresseur conventionnel avec un grand condensateur de filtrage qui cause malheureusement un courant non sinusoïdal avec un faible facteur de puissance et un taux de distorsion harmonique élevé. Malgré une légère différence entre les résultats par simulation et ceux obtenus en pratique, les conclusions de ces deux sont les mêmes. La différence entre les deux résultats s'explique par le fait que l'étude par simulation a été faite sans association des parasites dues aux câblages, alors que le montage expérimental reflète plus la réalité. À cause aussi des différentes inductances des modèles des composants du circuit de simulation, on remarque une petite baisse de taux de distorsion harmonique par rapport aux résultats obtenus en pratique. Le facteur de puissance est presque unitaire avec une faible richesse harmonique. De plus, les résultats obtenus au niveau des contraintes sur les interrupteurs sont aussi très satisfaisants, ce qui rend le rendement de l'alimentation meilleur.

	Redresseur avec charge capacitive	Méthode passive standard	Méthode passive proposée	Méthode active à hystérésis	CQR-ICN (simulation)	CQR-ICN (pratique)
Harm. #3	95 %	38 %	0 %	2.8 %	1 %	3.5 %
Harm. #5	90 %	10 %	12.5 %	3 %	0.8 %	4 %
Harm. #7	85 %	5 %	10 %	2.6 %	0.7 %	1 %
Harm. #9	80 %	3 %	8 %	2.4 %	0.6 %	0 %
<b>THD</b>	175 %	40 %	18 %	5 %	2 %	5.5 %
<b>FP</b>	0.4953	0.9284	0.9842	0.9985	0.9999	0.9985

Tableau 5.1: Comparatif des résultats des différentes techniques

## CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire était de réaliser une alimentation à résonance avec un facteur de puissance proche de l'unité, en réduisant les pertes aux commutations dans les interrupteurs de puissance.

Dans ce travail nous avons présenté en premier lieu une méthode passive dans laquelle on propose un filtre passif classique où on a vu que les performances du filtre sont médiocres. En second lieu nous avons montré que le filtre résonnant accordé a éliminé cet inconvénient, et le facteur de puissance a été amélioré.

Ensuite nous avons complété l'étude de correction de facteur de puissance par la méthode active, en rappelant le fonctionnement de chacune des différentes techniques de commande. A partir de la mesure du courant de l'inductance  $i_L$  et sa comparaison avec le courant de référence, on détermine la loi de commande des interrupteurs. Par la suite nous avons réalisé une simulation du convertisseur survolteur avec une commande à hystérésis en mode de conduction continue, nous permettant d'apprécier l'influence relative de la boucle d'asservissement du courant d'entrée. Les résultats de la simulation montrent que le convertisseur est fiable car nous avons un facteur de puissance quasi unitaire.

Ensuite, nous avons étudié la topologie retenue, soit le convertisseur Sepic. Cette étude a également mis en évidence l'importance des formes d'ondes du courant d'entrée dues aux modes de conduction (continue et discontinue) et leur influence sur le facteur de puissance.

La présentation, dans le plan de phase, des séquences de fonctionnement du CQR-ICN (cas d'interrupteur plein-onde et cas d'interrupteur demi-onde) nous a permis: de montrer le bon fonctionnement du convertisseur, de développer les équations de fonctionnement et de tirer les contraintes sur les interrupteurs. Les résultats de simulation montrent que le convertisseur est prometteur car nous avons non seulement un facteur de puissance proche de l'unité mais en plus les pertes dans les interrupteurs de puissance sont négligeables. Donc cette topologie améliore le rendement et minimise les interférences

électromagnétiques. Ce convertisseur est une solution viable pour les applications dans le domaine des télécommunications.

À la fin nous avons appliqué la méthode d'injection du courant étendue au mode résonnant afin d'obtenir un modèle du CQR-ICN. D'autre part nous avons étudié, avec ce modèle, l'évolution des performances dynamiques du convertisseur autour d'un point de fonctionnement. En outre les paramètres d'un correcteur ont été déterminés à l'aide du modèle.

L'implantation pratique du convertisseur Sepic quasi-résonnant à interrupteur à courant nul avec sa commande a été réalisée au laboratoire d'électronique de puissance dans le but de valider les études théoriques et par simulation. Les résultats de l'étude expérimentale, malgré de légères différences sont semblables à ceux obtenus par simulation. Ces résultats d'expérimentation et par simulation nous montrent que le rendement et le facteur de puissance sont suffisamment améliorés.

Le convertisseur ca-cc que nous avons mis au point sert à alimenter un système de télécommunication.

Nous considérons nécessaire, d'après notre expérience dans ce travail, et dans le but d'avoir un suivi efficace et des résultats qui seront meilleurs, que les points suivants soient considérés:

- Continuer la recherche sur le prototype pour obtenir l'unité d'une puissance supérieure à 500 W.
- Dans le but d'augmenter la puissance à la sortie, il sera inévitable d'envisager une nouvelle solution qui visera à éliminer les pertes lors de la fermeture de l'interrupteur tel que la solution qui est complexe (ZVS lors de la fermeture et ZCS lors de l'ouverture).

## RÉFÉRENCES

- [1] Guy Segulier, Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Dunod, 1989.
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins, Power Electronics: converters, applications and design, John Wiley & Sons, New York, Toronto, 1989.
- [3] A.R. Prasad, P.D. Ziogas and S. Manias, "A novel passive waveshaping method for single-phase diode rectifiers", in Conf. Rec. 1990 IEEE IECON.
- [4] Francisc C. Schwarz "A Time-Domain Analysis of The Power Factor for Rectifier Filter System With over and Subcritical Inductance", IEEE transactions on industrial electronics and control instrumentation. Vol. IECI-20, N°. 2, May 1973, pp 61-68.
- [5] Shashi B. Dewan, "Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-17, N°.3, May /June 1981, pp. 282-288.
- [6] E. W. Kimbark, Direct Current Transmission, Vol. I. New York: John Wiley & Sons, 1971.
- [7] C. Zhou, R. B. Ridley and F. C. Lee, "Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit", IEEE Power Electronics Specialits Conference, pp. 800-807, 1990.
- [8] H. Maçbahi, A. Chériti, P. Sicard, "Étude par simulation d'une technique de correction du facteur de puissance dans un convertisseur survolteur", IEEE SCGÉI, Sep. 1994, pp. 42-45.
- [9] J. P. Ferrieux, F. Forest, Alimentations à découpage- convertisseurs à résonance. principe-modélisation-composants, Masson, 1987.
- [10] H. Endo, T. Yamashita & T. Sugiura, "A High-Power-Factor Buck Converter", IEEE P.E.S.C 1992, pp. 1071-1076.
- [11] A.R. Prasad, P.D. Ziogas, S. Manias "A New Active Power Factor Correction Method for Single-Phase Buck-Boost AC-DC Converter", IEEE (A.P.E.C 92), pp.814-820.

- [12] D.S.L. Simonetti, J. Sebastian, F.S. dos Reis and J. Uceda, "Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor preregulators in Discontinuous Conduction Mode", IEEE (IECON 92), pp. 283-288.
- [13] Rudy Severns, Hal Wittlinger, "High Frequency Power Converters", Harris Semiconductor, N°. AN9208, April 1994.
- [14] R. Redl, O. Sokal, "Current-mode control, Five different types, used with the three basic classes of power converters: small-signal AC and large-signal DC characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits", IEEE PESC 1985, 771-785.
- [15] H. Maçbahi, A. Chériti, P. Sicard, "Étude et Conception du Convertisseur Sepic à Résonance", IEEE SCGEI, Sep. 1995, pp. 991-994.
- [16] S. Cuk, "Discontinuous Inductor Current Mode in the Optimum Topology Switching Converter", IEEE P.E.S.C, 1978, pp. 105-123.
- [17] K.H. Liu, R. Oraganti and F.C. Lee, "Quasi-Resonant Converters. Topologies and Characteristics", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 62-71, January 1987.
- [18] S. Freeland and R.D. Middlebrook, "A Unified Analysis of Converters with resonant switches", IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 20-30, 1987.
- [19] F.C.Y. Lee, R.P. Iwens, Y. YU, J.E. Triner, "Generalized Computer-aided Discrete Time-Domain Modelling and Analysis of DC-DC Converters", IEEE Trans. Industr. Electr. and Control Instrum., vol.IECI-26, n°2, May 1979, pp.58-69.
- [20] J. Sebastian, J. Uceda, J. A. Cobos, J. Arau and R. Lorenzo, "Using Sepic topology for improving power factor in distributed power supply systems", 4<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, 1991.
- [21] A. F. Witulski & R. W. Erikson, "Extension of State-Space Averaging to Resonant Switches and Beyond", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.5, N°.1, january 1990, pp. 98-109.



- [22] P. R. K. Chetty, "Current Injected Equivalent Circuit Approach for Switching DC-DC Converters", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-17, N°6, November 1981, pp. 802-808.
- [23] M. Hissem, A. Cheriti, P. Sicard, A. Ba-razzouk, "Application of the Current-Injected Modelling Approach to Quasi-Resonant Converters", APEC 1995, pp.516-522.
- [24] A.S. Kislovski, R. Redl & N. O. Sokal, "Dynamic Analysis of Switching-Mode DC-DC Converters", Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [25] Arab, A. Duguy, L., et G. Roy, "ELE 6415 Notes du cours d'alimentation à découpage", École Polytechnique de Montréal, 1993.
- [26] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE industry Applications Society/Power Engineering Society, April 1993.
- [27] Integrated Circuits Unitrode, Product & Application Handbook, 1995-1996.

## Annexe A

### Limite de mode de conduction du convertisseur Sepic à modulation de largeur d'impulsion

On présente dans cette annexe une description sommaire de l'étude du convertisseur Sepic à modulation de largeur d'impulsion (MLI) [13].

#### A.1 Cas du convertisseur Sepic cc-cc

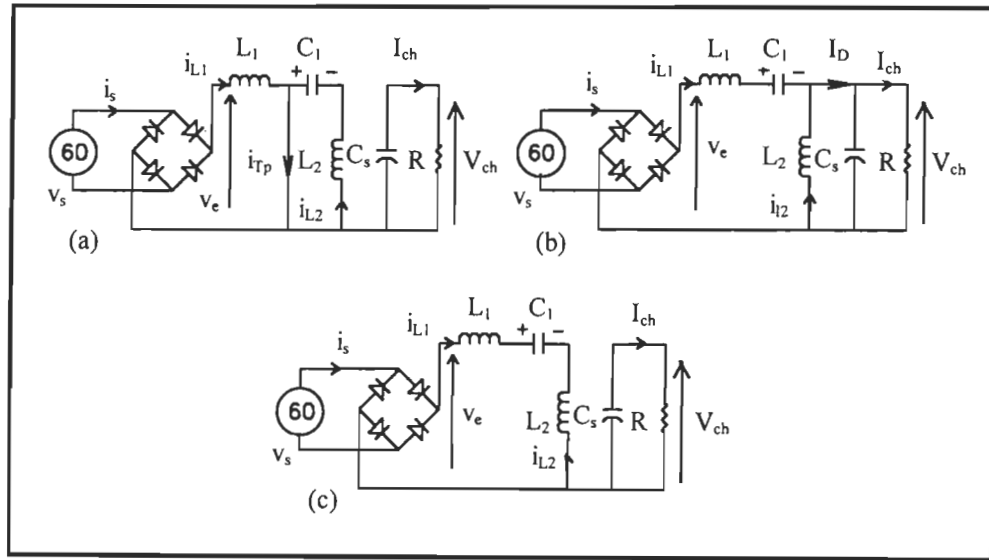


Figure A.1: Modes d'opération du convertisseur Sepic a) et b)  
mode de conduction continue c) mode de conduction discontinue

Tout d'abord, on calcule la valeur moyenne de  $i_2$ ,  $i_{2,moy}$  comme une fonction du courant moyen de sortie  $i_s$ ,  $i_{s,moy}$  ( $i_s = i_{s,moy}$  car il est constant). Alors nous pouvons écrire:

$$i_{c1} + i_{L2} = i_D \quad \text{et} \quad i_D = i_{ch} + i_{c2} \quad (\text{A.1})$$

et donc

$$i_{c1} + i_{L2} = i_{ch} + i_{c2} \quad (\text{A.2})$$

La valeur moyenne est:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{c1} dt + i_{L2,moy} = i_{ch,moy} + \frac{1}{T} \int_0^T i_{c2} dt \quad (\text{A.3})$$

Mais  $i_{c1}$  et  $i_{c2}$  ont des valeurs moyennes nulles

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{c1} dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_{c2} dt = 0 \quad (A.4)$$

donc

$$i_{L2,moy} = i_{ch,moy} = I_{ch} \quad (A.5)$$

D'autre part, on peut calculer pareillement la valeur moyenne de la tension d'entrée en fonction  $v_{c1}$ ,  $v_{L1}$  et  $v_{L2}$ .

$$v_e = v_{L1} + v_{c1} - v_{L2} \quad (A.6)$$

Sa valeur moyenne est:

$$v_{e,moy} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L1} dt + v_{c1,moy} - \frac{1}{T} \int_0^T v_{L2} dt \quad (A.7)$$

Mais  $v_{L1}$  et  $v_{L2}$  sont les tensions aux bornes des deux inductances et leurs valeurs moyennes sont nulles donc:

$$v_{e,moy} = v_{c1,moy} \quad (A.8)$$

Supposons que le taux d'ondulation dans le condensateur  $C_1$  est très faible on peut donc écrire [13]:

$$v_e \cong v_{c1} \quad (A.9)$$

Les équations (A.5) et (A.9) sont aussi valides pour le convertisseur Sepic quasi-résonnant. Le rapport de conversion de la tension continue en mode de conduction continue,  $m$ , peut être facilement obtenu de la figure A.1. La tension moyenne appliquée à l'inductance  $L_2$  est nulle, on peut alors écrire que:

$$v_e d * T = V_{ch} (1 - d) * T \quad (A.10)$$

et, donc

$$m = \frac{V_{ch}}{v_e} = \frac{d}{1 - d} \quad (A.11)$$

où  $d$  est le rapport cyclique.

Dans le mode de conduction discontinue, le rapport de conversion  $m_d$  peut être obtenu en fonction du courant moyen  $i_{D,moy}$  injecté à la charge. Ce courant peut être vu dans la figure A.2.

La valeur moyenne de la tension de sortie appliquée à l'inductance  $L_2$  est:

$$v_e d = V_{ch} d' \quad (A.12)$$

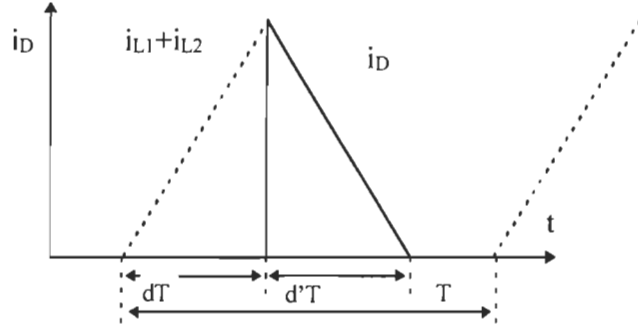


Figure A.2: Forme d'onde du courant  $i_D$  de la diode D

La valeur maximale du courant  $i_D$  est d'après loi de Faraday:

$$i_{D,\max} = i_{L1,\max} + i_{L2,\max} = v_e d T \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (\text{A.13})$$

La tension de sortie peut être calculée en multipliant la valeur moyenne de  $i_D$  par la charge R:

$$V_{ch} = \frac{1}{2} i_{D,\max} d' R \quad (\text{A.14})$$

D'après les équations (A.12), (A.13) et (A.14) nous obtenons:

$$m_d = \frac{V_{ch}}{v_e} = \frac{d}{\sqrt{k}} \quad (\text{A.15})$$

où k est un paramètre défini par:

$$k = \frac{2 L_1 L_2}{R T (L_1 + L_2)} \quad (\text{A.16})$$

La valeur limite de k entre le mode de conduction continue et discontinue,  $K_{crit}$ , peut être facilement calculée

$$m_d = m \quad (\text{A.17})$$

$$K_{crit} = (1 - d)^2 = \frac{1}{(1 + m)^2}$$

- Cas du mode continu

$$k > K_{crit} \quad (\text{A.18})$$

- Cas du mode discontinu

$$k < K_{\text{crit}} \quad (\text{A.19})$$

## **A.2 Cas du convertisseur Sepic utilisé comme pré-régulateur**

D'après les équations (A.16) et (3.10), nous obtenons la nouvelle limite de mode de conduction continue et discontinue définie par:

$$k(\omega t) = \frac{4 L_1 L_2}{R T(L_1 + L_2)} \sin^2 \omega t \quad (\text{A.20})$$

La valeur du rapport cyclique  $d$

$$d(\omega t) = \frac{M}{M + |\sin \omega t|} \quad (\text{A.21})$$

Substituant l'équation (A.21) dans l'équation (A.17), nous obtenons:

$$K_{\text{crit}}(\omega t) = \frac{\sin^2 \omega t}{(M + |\sin \omega t|)^2} \quad (\text{A.22})$$

D'après l'équation (A.18), la condition du mode de conduction continue

$$\frac{4 L_1 L_2}{R T(L_1 + L_2)} > \frac{1}{(M + |\sin \omega t|)^2} \quad (\text{A.23})$$

Posons  $k_a = \frac{2 L_1 L_2}{R T(L_1 + L_2)}$ , l'expression (A.23) peut être écrite comme :

$$2 k_a > \frac{1}{(M + |\sin \omega t|)^2} \quad (\text{A.24})$$

D'après l'équation (A.24) on peut déterminer dans l'intervalle de  $\omega t$  où le convertisseur opère dans le mode de conduction continue.

$$k_a = \frac{1}{2 M^2} \quad (\text{A.25})$$

Et d'après (A.15) et (A.16) et l'équation (3.10) nous pouvons obtenir le rapport cyclique en mode de conduction discontinue.

$$d = \sqrt{2} M k_a \quad (\text{A.26})$$

## Annexe B

### Convertisseurs à résonance

Dans cette annexe on présente un rappel sur les convertisseurs à résonance.

#### **B.1 Introduction**

Dans la conception des convertisseurs conventionnels, les éléments magnétiques et les condensateurs jouent le rôle majeur de stockage-transfert d'énergie et de filtrage de l'ondulation. Comme ils constituent une grande partie du poids, du volume et du coût de l'équipement, il est impératif de concevoir un convertisseur capable de fonctionner aux hautes fréquences. Toutefois, la commutation d'une charge inductive à ces fréquences impose toujours de sévères contraintes de tension et des pertes de commutation dans les semiconducteurs.

Pour franchir ces obstacles, il est possible de faire appel au concept du convertisseur résonnant. En incorporant des selfs et des condensateurs additionnels pour améliorer la forme des courants et tensions circulant dans les composants, la commutation devient réalisable, ce qui permet aux convertisseurs de fonctionner dans une gamme de fréquences plus élevées. Les convertisseurs quasi résonnant peuvent être partagés en deux grandes familles: convertisseur quasi résonnant à interrupteur à courant nul (ICN ou ZCS) et interrupteur à tension nulle (ITN ou ZVS). Le premier présente de meilleures conditions de fonctionnement comme prérégulateur de facteur de puissance que le deuxième, du fait que le deuxième type du convertisseur ne travaille pas correctement quand la charge reliée à la sortie est infinie.

Il y a deux types de CQR-ICN, dépendant de la mise-en-oeuvre de l'interrupteur résonnant (figure B.1):

- CQR-ICN avec configuration d'interrupteur demi-onde, dans lequel le courant dans le commutateur peut seulement circuler dans la direction directe.
- CQR-ICN avec la configuration d'interrupteur pleine-onde, dans lequel le courant dans le commutateur peut circuler dans les deux directions.

La famille du convertisseur résonnant demi-onde présente de nombreuses propriétés intéressantes telles que des contraintes et pertes de commutations nulles, courants quasi sinusoïdaux, auto-commutation, etc.

Toutefois ces convertisseurs résonnants souffrent tous d'un défaut commun: le rapport de transformation cc-cc est sensible à la variation de la charge. Ceci est corrigé simplement en modifiant les interrupteurs résonnants en une configuration pleine-onde en connectant une diode aux bornes du commutateur comme indiqué dans la figure B.1.c, où la diode de blocage en série n'est alors plus nécessaire. L'interrupteur composite est alors bidirectionnel et l'on a un convertisseur résonnant pleine-onde. Ceci permet à l'énergie excédentaire emmagasinée d'être restituée à la source. En conséquence, le rapport de conversion peut être maintenu constant en dépit des variations de la charge.

Pourtant, quand un CQR-ICN est utilisé comme prérégulateur de facteur de puissance, la situation est très différente parce que le rapport de conversion et la charge vue par le convertisseur changent constamment. Dû à ce fait, l'emploi des deux types d'interrupteurs résonnants doit être pris en considération.

## **B.2 Structures des interrupteurs résonnants**

Un interrupteur résonnant est un circuit comportant un interrupteur semi-conducteur  $T_p$ , une self  $L_r$  et un condensateur  $C_r$ . Comme indiqué à la figure B.1.a, il y a deux configurations: type L et type M. Dans les deux cas, la self  $L_r$  est connectée en série avec l'interrupteur  $T_p$  pour limiter le  $di/dt$  de l'interrupteur, et le condensateur  $C_r$  est ajouté comme élément auxiliaire de stockage-transfert de l'énergie. L'inductance  $L_r$  et le condensateur  $C_r$  constituent un circuit résonnant série dont l'oscillation est initiée par la conduction de l'interrupteur  $T_p$ .

Si l'interrupteur idéal  $T_p$  est constitué par un interrupteur unidirectionnel comme sur la figure B.1.b, l'interrupteur résonnant fonctionne en demi-onde. D'un autre côté, si une diode  $D_r$  est connectée aux bornes de  $T_p$  comme en figure B.1.c, le courant peut passer dans les deux sens et le convertisseur fonctionne alors en pleine-onde.

Le circuit résonnant  $L_r C_r$  sert à imposer un certain profil de variation du courant passant dans l'interrupteur  $T_p$ . En effet, à la mise en conduction, la tension aux bornes du

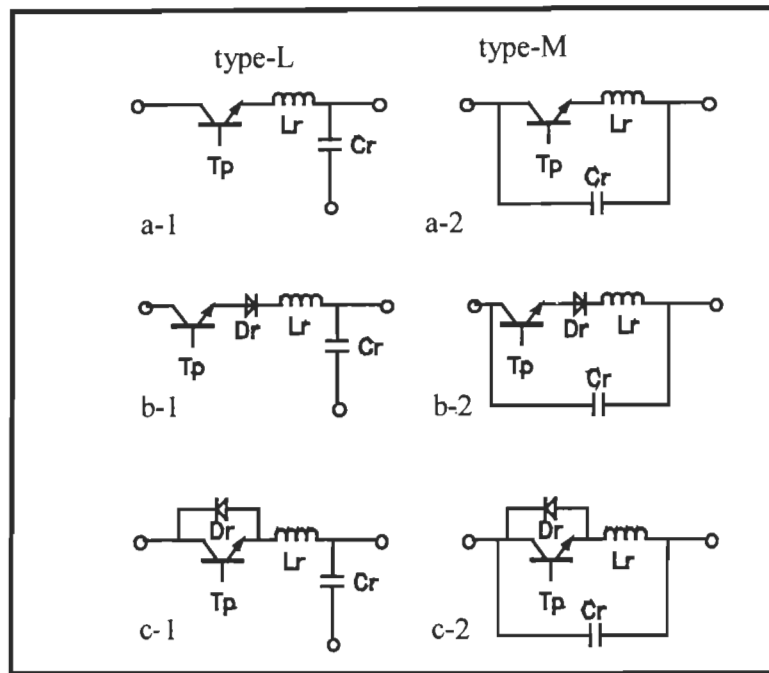


Figure B.1 Configuration de commutateur à résonance a) structure générale  
b) configuration simple alternance c) configuration double alternance

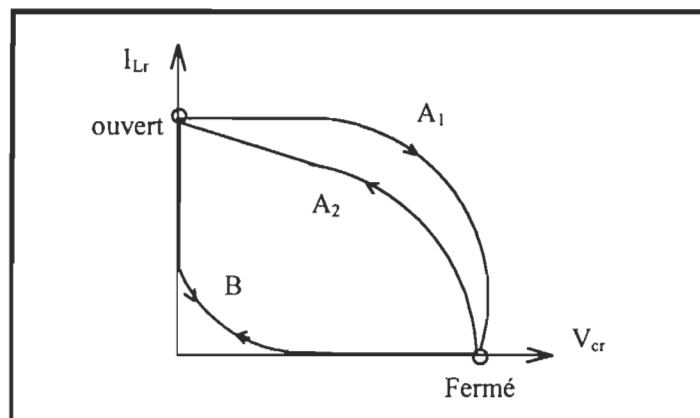


Figure B.2: Trajectoire de ligne de charge  
A commutation conventionnelle B commutation à résonance

composant ( $V_{CE}$  ou  $V_{DS}$ ) peut être amenée à la saturation avant que le courant ne commence à croître d'une manière quasi-sinusoïdale. En raison du circuit résonnant  $L_r C_r$ , le courant traversant l'interrupteur  $T_p$  oscille et permet à ce dernier de commuter naturellement.



La ligne de charge  $A_{1,2}$  d'un convertisseur à blocage forcé, montrée en figure B.2, traverse la région à contraintes élevées dans laquelle le composant est soumis simultanément à des hautes tensions et à des intensités élevées alors que la ligne de charge B d'un interrupteur résonnant reste le long des axes. Comme il n'y a pas simultanément de hautes tensions et à des courants élevés excessifs sur le composant, les contraintes et les pertes de commutations sont minimums.

### **B.3 Caractéristiques d'un convertisseur à résonance**

L'étude du rapport de transformation de la tension cc dans un CQR-ICN avec les deux types d'interrupteurs résonnants demi-onde et pleine-onde peut être trouvé dans les références [17] et [18].

L'analyse est faite sous la forme normalisée de sorte qu'elle puisse être applicable à n'importe quelques valeurs de la tension d'entrée, tension de sortie, charge de sortie et fréquence de commutation.

La relation entre ces amplitudes est la suivante:

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} ; & f_n &= \frac{f_c}{f_r} ; & m &= \frac{V_{ch}}{v_e} \\ Z_r &= \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} ; & r_n &= \frac{r}{Z_r} \end{aligned} \quad \text{B.1}$$

Où:  $L_r$  : inductance de résonance

$C_r$  : condensateur de résonance

$r$  : charge vue par le convertisseur

$r_n$  : charge normalisée

$f_c$  : fréquence de commutation

$f_n$  : fréquence normalisée

$f_r$  : fréquence à résonance

$m$  : rapport de conversion

$Z_r$  : impédance caractéristique de résonance

$V_{ch}$  : tension moyenne de sortie

$v_e$  : tension efficace d'entrée

Cependant, ces rapports peuvent être exprimés toujours par l'équation suivante:

$$f_n = \frac{N(m)}{D(\delta)} \quad \text{B.2}$$

où  $N(m)$  est une fonction de rapport de conversion  $m$  et  $D(\delta)$  est une fonction du paramètre  $\delta$  défini comme suit:

$$\delta = \frac{m Z_r n}{r_n} \quad \text{B.3}$$

$n$  étant le rapport de transformation ( $n=1$  si le convertisseur n'a pas de transformateur).

Les valeurs de la fonction  $N(m)$  dans l'équation (B.2) peuvent être trouvées dans le tableau B.1 pour les convertisseurs plus habituels. Ils ont été obtenus par le procédé décrits dans la référence [16].

Par contre, la valeur de  $D(\delta)$  dépend du type d'interrupteur résonnant. De la référence [16], nous obtenons:

$$D_{do}(\delta) = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{\delta}{2} + \pi + \sin^{-1} \delta + \frac{1}{\delta} \left( 1 + \sqrt{1 - \delta^2} \right) \right] \quad \text{B.4}$$

$$D_{po}(\delta) = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{\delta}{2} + 2\pi - \sin^{-1} \delta + \frac{1}{\delta} \left( 1 - \sqrt{1 - \delta^2} \right) \right] \quad \text{B.5}$$

où  $D_{do}(\delta)$  et  $D_{po}(\delta)$  sont des valeurs de  $D(\delta)$  avec interrupteur résonnant demi et pleine onde. La valeur de  $\delta$  doit être choisie toujours plus petite ou égale à 1, parce que la commutation à courant nulle est possible seulement dans ce cas. Les fonctions  $D_{do}(\delta)$  et  $D_{po}(\delta)$  ont des évolutions très différentes quand  $\delta$  varie entre zéro et un. Comme montré dans la figure B.4,  $D_{po}(\delta)$  est presque constante et égale à 1, tandis que  $D_{do}(\delta)$  dépend fortement de  $\delta$ . Donc, quand un interrupteur résonnant pleine-onde est choisi, l'équation (B.2) devient:

$$f_n = N(m) \quad \text{B.6}$$

Cette équation montre que le rapport de conversion de la tension cc ne dépend pas de la charge normalisée  $r_n$  (parce qu'il ne dépend pas de  $\delta$ ).

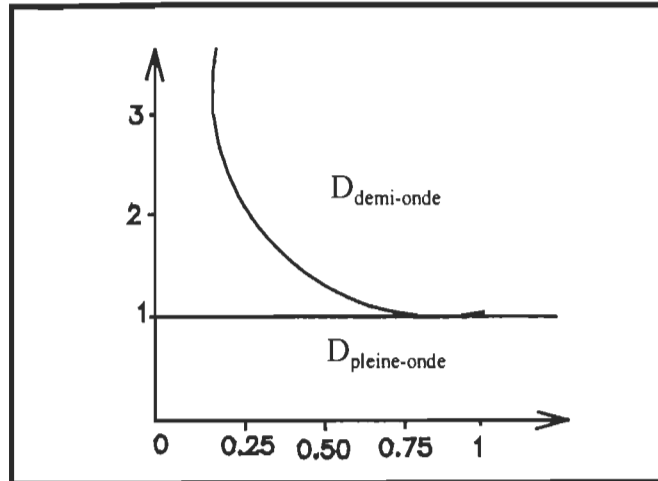


Figure B.4: L'allure de  $D(\delta)$  en fonction du  $\delta$

Convertisseur	$N(m)$
Conduction directe ( dévolteur, $n = 1$ )	$\frac{m}{n}$
survolteur	$\frac{m - 1}{m}$
Conduction inverse, Cuk et Sepic (sans transformateur $n = 1$ )	$\frac{m}{m + n}$

Tableau B.1 Rapport  $N(m)$  en fonction du rapport de conversion pour quelques CQR-ICN

## Annexe C

### Conception du circuit résonnant Sepic

On présente dans cette annexe une description sommaire de design du circuit résonnant du convertisseur Sepic quasi-résonnant à un interrupteur à courant nul (pleine-onde ou demi-onde). On montre deux exemples de modèles qui ont été utilisés dans le cas d'un convertisseur Sepic résonnant cc-cc et dans le cas d'un convertisseur Sepic résonnant ca-cc (prérégulateur).

#### C.1 Conception du circuit résonnant dans un convertisseur cc-cc

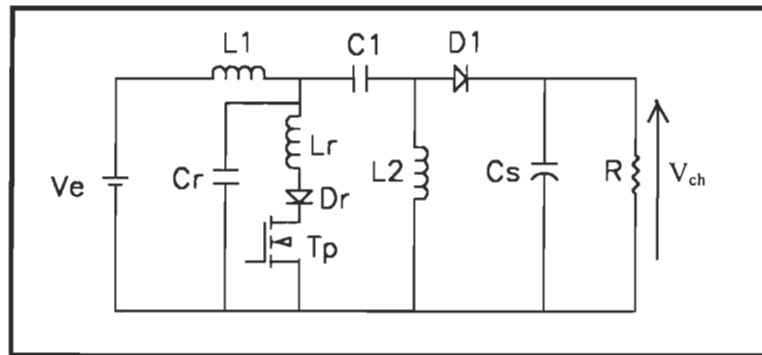


Figure C.1 Convertisseur Sepic conventionnel cc-cc

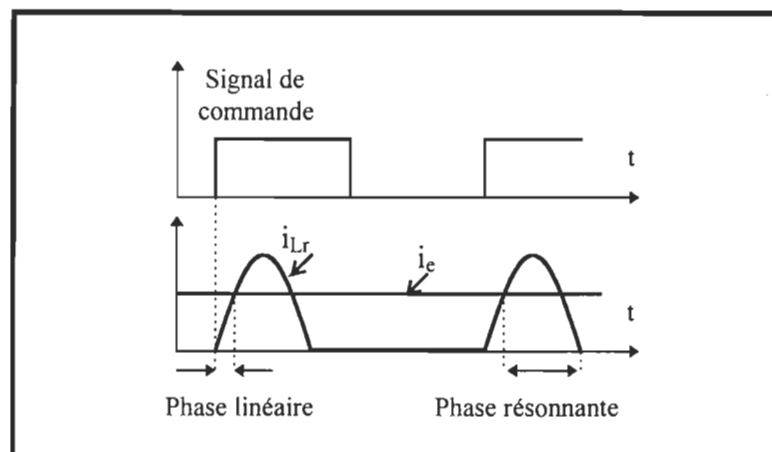


Figure C.2 Formes d'ondes du signal d'attaque et du courant de l'inductance  $L_r$

- La valeur maximale du courant résonnant

$$i_{L_r, \max} = \frac{V_e + V_{ch}}{\sqrt{L_r/C_r}}$$

- Condition de commutation à courant nul:

Courant résonnant maximal doit être supérieur ou égal à la valeur du courant à la fin de la phase linéaire ( figure 3.8: Plan de phase) donc:

$$\frac{V_e + V_{ch}}{\sqrt{L_r/C_r}} \geq I_e + I_{ch}$$

La première relation entre  $L_r$  et  $C_r$  est :

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \leq \frac{V_e + V_{ch}}{I_e + I_{ch}}$$

De plus, la fréquence de résonance sera :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

La deuxième relation entre  $L_r$  et  $C_r$  est :

$$\sqrt{L_r C_r} = \frac{1}{2 \pi f_r}$$

### **Cas général dans un convertisseur cc-cc**

1<sup>ère</sup> condition:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \leq \frac{v_{off}}{i_{on}}$$

où  $v_{off}$  : tension aux bornes du condensateur  $C_r$  à la fin de la phase linéaire.

$i_{on}$  : courant traversant l'inductance  $L_r$  (ou d'interrupteur  $T_p$ ) à la fin de la phase linéaire.

2<sup>ème</sup> condition:

$$\sqrt{L_r C_r} = \frac{1}{2 \pi f_r}$$

## C.2 Conception du circuit résonnant dans un prérégulateur de facteur de puissance

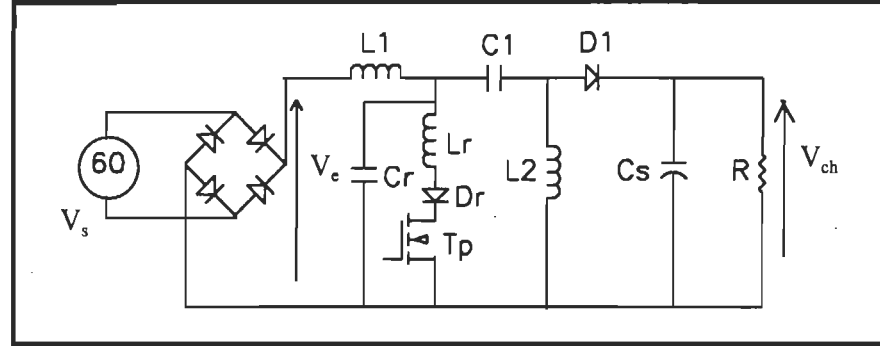


Figure C.3 Convertisseur Sepic quasi-résonnant demi-onde

1<sup>ère</sup> condition:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \leq \frac{V_{off}}{i_{on}} \quad \text{dans le pire cas}$$

Le pire cas est à la valeur crête de la tension sinusoïdale d'entrée, à ce moment le courant  $i_{on}$  a sa valeur maximale. Le calcul doit être fait en pleine charge.

2<sup>ème</sup> condition:

$$\sqrt{L_r C_r} = \frac{1}{2 \pi f_r}$$

### Cas du prérégulateur Sepic

$$i_e = \hat{I}_e |\sin \omega t|$$

$$\left( \frac{V_{off}}{i_{on}} \right) = \frac{V_e + V_{ch}}{i_e + I_{ch}}$$

$$\left( \frac{V_{off}}{i_{on}} \right)_{\text{pire cas}} = \frac{\hat{V}_e + V_{ch}}{\hat{I}_e + I_{ch}}$$

1<sup>ère</sup> condition:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \leq \frac{\hat{V}_e + V_{ch}}{\hat{I}_e + I_{ch}}$$

2<sup>ème</sup> condition:

$$\sqrt{L_r C_r} = \frac{1}{2 \pi f_r}$$